



RESÚMEN

El objetivo principal del presente proyecto es diseñar, modelar y simular tres equipos básicos para iniciar la implementación de un laboratorio de Teoría de Control e Instrumentación para la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Cuenca, basado en la estructura micro curricular de las asignaturas mencionadas, acorde con las necesidades locales, además de la búsqueda de un proceso de aprendizaje significativo de las mismas.

En la primera fase se analizan los contenidos más relevantes de las asignaturas Teoría de Control e Instrumentación, que servirán de base para el diseño de los módulos de control. Luego se aplica una encuesta estructurada a los estudiantes y docentes de la Facultad, posteriormente se evalúa y se define el tipo general de plantas controladas y los equipos que han de ser diseñados.

En la segunda fase, se aborda el diseño de los módulos de control, para lo cual se recurre a los fundamentos de los circuitos eléctricos y a la teoría de dispositivos electrónicos, puesto que estos constituyen gran parte de los diferentes equipos a utilizar.

En la tercera fase y con el propósito de verificar el posterior funcionamiento de los equipos diseñados, se realiza el modelado matemático de las plantas, buscando acercarse lo más posible a su comportamiento real y se ejecuta el proceso de simulación de funcionamiento.

Finalmente, en la cuarta fase, se estudia la importancia y se plantea una metodología para el desarrollo de prácticas de laboratorio como estrategia para que los estudiantes alcancen aprendizajes significativos.

PALABRAS CLAVES

Teoría de Control, Instrumentación, Prácticas de laboratorio, Aprendizaje significativo, Diseño de sistemas de control, Modelación de sistemas, Simulación.



UNIVERSIDAD DE CUENCA



FACULTAD DE INGENIERÍA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

“DISEÑO, MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE EQUIPOS DE
LABORATORIO PARA LA REALIZACIÓN DE PRÁCTICAS DE LAS
ASIGNATURAS TEORÍA DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN”

TESIS PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL
TÍTULO DE INGENIERO ELÉCTRICO

AUTOR:

Danny Vinicio Ochoa Correa

DIRECTOR:

Ing. Fabián Cabrera Albornoz

Cuenca-Ecuador

2011



AGRADECIMIENTOS

Un agradecimiento muy sincero a todo el personal docente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Cuenca por la sabiduría transmitida en el desarrollo de mi formación profesional, en especial, al Ingeniero Fabián Cabrera Albornoz por su valioso aporte académico y la amistad brindada en la realización de esta tesis.

Danny Vinicio



DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis padres Enrique y Liliana, como muestra de gratitud al apoyo brindado durante cada etapa de mi vida y en mis años académicos, inculcándome valores y principios que son reflejados en mi personalidad. A mi hermana Cindy por su tolerancia y aliento constante para seguir adelante. A mi enamorada Gabriela por su incondicional apoyo, confianza, paciencia y amor.

Danny Vinicio



CONTENIDO

CARÁTULA	2
AGRADECIMIENTOS	3
DEDICATORIA	4
CAPÍTULO 1. GENERALIDADES	11
1.1. ANTECEDENTES.....	11
1.2. ALCANCE.....	11
1.3. JUSTIFICACIÓN.....	12
1.4. OBJETIVOS	12
1.4.1. GENERAL	12
1.4.2. ESPECÍFICOS	13
1.5. METODOLOGÍA.....	13
CAPÍTULO 2. FUNDAMENTO TEÓRICO	15
2.1. INTRODUCCIÓN.....	15
2.2. CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS	16
2.3. RESPUESTA AL IMPULSO.....	16
2.4. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.....	16
2.5. DIAGRAMA DE BLOQUES.....	18
2.6. MODELADO MATEMÁTICO DE SISTEMAS FÍSICOS.....	19
2.7. ESTABILIDAD DE SISTEMAS DE CONTROL LINEALES.....	20
2.8. ANÁLISIS DE SISTEMAS DE CONTROL EN EL DOMINIO DEL TIEMPO.....	21
2.8.1. RESPUESTA TRANSITORIA Y RESPUESTA EN ESTADO ESTACIONARIO.....	21
2.8.2. SEÑALES DE PRUEBA TÍPICAS.....	22
2.8.3. ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO	24
2.8.4. ESPECIFICACIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO PARA SISTEMAS DE CONTROL.....	24
2.9. SISTEMAS DE CONTROL	26
2.9.1. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO.....	27
2.9.2. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO CERRADO.....	27
2.9.3. CONTROLADOR AUTOMÁTICO	28
2.9.4. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO	28



2.10.	DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL	29
2.10.1.	CONTROLADOR PID.....	29
2.10.1.1.	FUNCIONAMIENTO	29
2.10.1.2.	CONSTANTES DEL CONTROLADOR PID.....	30
2.10.2.	SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES PID.....	32
2.10.2.1.	MÉTODO DE ZIEGLER NICHOLS	32
2.10.2.2.	MÉTODO DEL LUGAR GEOMÉTRICO DE LAS RAICES	35
2.11.	CONVERSION DIGITAL ANALÓGICA.....	37
2.11.1.	CONVERSIÓN POR RED DE ESCALERA (R-2R).....	37
2.12.	CONVERSIÓN ANALÓGICA DIGITAL.....	38
2.12.1.	CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE RAMPA DIGITAL	39
2.12.2.	CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE APROXIMACIONES SUCESIVAS (CAS)	41
CAPÍTULO 3. DETERMINACIÓN DEL TIPO DE PLANTAS CONTROLADAS		44
3.1.	APLICACIÓN DE UNA ENCUESTA A ESTUDIANTES Y DOCENTES.....	44
3.2.	RECOLECCIÓN DE DATOS Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS	46
3.3.	TABULACIÓN Y GRAFICACIÓN DE DATOS.....	47
3.4.	PRIORIZACIÓN Y SELECCIÓN DE PLANTAS CONTROLADAS	50
CAPÍTULO 4. DISEÑO DE EQUIPOS DE LABORATORIO PARA LAS PRÁCTICAS DE TEORÍA DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN		52
4.1.	MÓDULOS COMPONENTES DEL CONTROLADOR ANALÓGICO.....	52
4.1.1.	SEÑAL DE REFERENCIA	52
4.1.2.	SENSOR DE REALIMENTACIÓN.....	52
4.1.3.	CONTROLADOR ANALÓGICO.....	52
4.1.4.	AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	53
4.1.5.	PLANTA CONTROLADA	53
4.1.5.1.	ACTUADOR	53
4.1.6.	DISEÑO DEL CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO	54
4.1.7.	DISEÑO DE PLANTAS CONTROLADAS	61
4.1.7.1.	PLANTA DE CONTROL DE NIVEL DE LÍQUIDO.....	61
4.1.7.2.	PLANTA DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA	62
4.1.7.3.	PLANTA DE CONTROL DE TEMPERATURA.....	64



4.1.8.	AMPLIFICADOR DE POTENCIA.....	65
4.1.8.1.	DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA	67
4.1.8.2.	CIRCUITO DE POTENCIA	67
4.1.8.2.1.	RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO SCR	67
4.1.8.3.	CIRCUITO DE MANDO	69
4.1.8.3.1.	CONTROL DE DISPARO DE COMPUERTA MEDIANTE UJT	69
4.1.8.3.2.	CONTROL DE DISPARO DE COMPUERTA MEDIANTE MICROCONTROLADOR PIC	75
4.1.8.4.	AISLAMIENTO ELÉCTRICO ENTRE CIRCUITO DE MANDO Y POTENCIA.....	79
4.1.8.5.	PROTECCIÓN DEL TIRISTOR CONTRA dV/dt	80
4.1.9.	SENSORES DE REALIMENTACIÓN	84
4.1.9.1.	INTRODUCCIÓN.....	84
4.1.9.2.	SENSOR DE NIVEL	84
4.1.9.3.	SENSOR DE VELOCIDAD	85
4.1.9.4.	SENSOR DE TEMPERATURA.....	86
4.1.10.	FUENTE DE ALIMENTACIÓN	87
4.2.	DISEÑOS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS.....	87
4.2.1.	INTRODUCCIÓN.....	87
4.2.2.	IMPLEMENTACIÓN FUENTE DE ALIMENTACIÓN SIMÉTRICA.....	88
4.2.3.	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PROVENIENTE DE LOS SENSORES DE REALIMENTACIÓN	90
4.2.3.1.	SENSOR DE NIVEL DE LÍQUIDO.....	90
4.2.3.2.	SENSOR DE TEMPERATURA.....	92
4.2.3.3.	SENSOR DE VELOCIDAD	94
4.2.4.	IMPLEMENTACIÓN AMPLIFICADOR DE POTENCIA	98
4.2.4.1.	CIRCUITO DE MANDO	98
4.2.4.1.1.	Control de disparo de compuerta mediante UJT.....	98
4.2.4.1.2.	Control de disparo de compuerta mediante PIC 16F876A	99
4.2.4.2.	ACOPLAMIENTO ÓPTICO.....	99
4.2.4.3.	CIRCUITO DE POTENCIA	99
4.2.4.3.1.	<i>Protección dV/dt</i>	99
4.2.4.3.2.	<i>Protección contra fallos en la carga</i>	100



4.2.4.4.	ESQUEMA ELÉCTRICO AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE UJT	102
4.2.4.5.	ESQUEMA ELÉCTRICO AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE PIC	103
4.2.5.	IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO.....	104
4.2.5.1.	REFERENCIA	104
4.2.5.2.	REALIMENTACIÓN.....	104
4.2.5.3.	RESTADOR	104
4.2.5.4.	BLOQUE PID.....	104
4.2.5.5.	ACONDICIONADOR DE SEÑAL.....	105
4.2.5.6.	PUNTOS DE PRUEBA.....	105
4.2.5.7.	ESQUEMA ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO DEL CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO	106
4.3.	SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL.....	107
4.3.1.	INTRODUCCIÓN.....	107
4.3.2.	CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL DIGITAL	107
4.3.3.	ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR DIGITAL	108
4.3.3.1.	Sensor de realimentación	108
4.3.3.2.	Convertidor Analógico Digital (ADC).....	108
4.3.3.3.	Computador.....	108
4.3.3.4.	Convertidor Digital Analógico (DAC).....	108
4.3.4.	DISEÑO CONTROL PID PARALELO DIGITAL	109
4.3.4.1.	EFFECTO WIND-UP EN LA INTEGRACIÓN.....	109
4.3.4.2.	PSEUDOCÓDIGO CONTROLADOR PID DIGITAL	110
4.3.4.3.	DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL	112
4.3.4.4.	IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL PID DIGITAL.....	113
4.3.4.5.	IMPLEMENTACIÓN EN VISUAL BASIC (COMPUTADOR).....	114
4.3.4.5.1.	FUNCIONAMIENTO	114
4.3.4.5.2.	LIMITACIONES	118
4.3.4.6.	IMPLEMENTACIÓN EN BASIC (MICRO CONTROLADOR PIC).....	120
4.3.5.	BLOQUE ADC-PIC-DAC-MAX232.....	121
CAPÍTULO 5. MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO.....		122
5.1.	MODELACIÓN MATEMÁTICA	122



5.1.1	MODELO MATEMÁTICO DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA CC 122	
5.1.2.	MODELO MATEMÁTICO SISTEMA DE CONTROL DE NIVEL DE LÍQUIDO 127	
5.1.3.	MODELO MATEMÁTICO SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA	133
5.2.	SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO.....	138
5.2.1.	INTRODUCCIÓN	138
5.2.2.	IMPORTANCIA DE LA SIMULACIÓN	138
5.2.3.	SOLUCIÓN ANALÍTICA VS SIMULACIÓN	139
5.2.4.	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL USO DE LA SIMULACIÓN	139
5.2.5.	SIMULACIÓN DE LOS MÓDULOS DIDÁCTICOS DE CONTROL	140
5.2.5.1.	SIMULACIÓN MEDIANTE NI MULTISIM 10.....	141
5.2.5.2.	SIMULACIÓN MEDIANTE PROTEUS 7	161
5.2.5.3.	SIMULACIÓN MEDIANTE SIMULINK DE MATLAB	180
5.2.5.3.1.	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PID PARALELO ANALÓGICO.....	180
5.2.5.3.2.	IMPLEMETACIÓN DEL CONTROLADOR PID PARALELO DIGITAL	212
5.2.5.3.2.1.	SELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS PID	214
5.2.5.3.2.2.	SELECCIÓN DEL INTERVALO DE MUESTREO	214
CAPÍTULO 6. CONSIDERACIONES PEDAGÓGICAS		232
6.1.	TEORÍA DEL APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO.....	232
6.1.1.	INTRODUCCIÓN	232
6.1.2.	DEFINICIÓN	232
6.1.3.	APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO VS APRENDIZAJE MECÁNICO	233
6.2.	APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO A TRAVÉS DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO	234
6.2.1.	INTRODUCCIÓN	234
6.2.2.	MODALIDADES DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO	235
6.2.3.	FORMATO Y ESTRUCTURA DE LAS PRÁCTICAS DE LABORATORIO	235
6.2.4.	EL PAPEL DEL DOCENTE DE LA PRÁCTICA.....	236
6.2.4.1.	Planificación	236
6.2.4.2.	Ejecución.....	236
6.2.4.3.	Sistematización de la actividad.....	237



CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	238
7.1. CONCLUSIONES.....	238
7.2. RECOMENDACIONES	241
REFERENCIAS	242
BIBLIOGRAFÍA.....	244

ANEXOS

ANEXO 1. SUGERENCIAS PARA POSTERIOR IMPLEMENTACIÓN DE LOS MÓDULOS DE CONTROL.....	246
A.1. IMPLEMENTACIÓN DE LOS BLOQUES COMPONENTES DEL CONTROLADOR	246
A.1.1. DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS (PCB)	246
A.1.2. MONTAJE DE CIRCUITOS IMPRESOS EN CAJAS	254
A.1.3. COLOCACIÓN DE ACCESORIOS EXTERNOS EN LAS CAJAS.....	256
ANEXO 2. CÓDIGOS DE PROGRAMACIÓN.....	260
A.2.1. Amplificador de potencia mediante PIC 16F876A.	260
A.2.2. Protocolo de pruebas ADC-DAC-MAX232 PIC 16F876A.	261
A.2.3. Protocolo de pruebas ADC-DAC-MAX232 PC mediante Visual Basic 2010 .	262
A.2.4. Control PID discreto PC mediante Visual Basic 2010.....	263
A.2.5. Control PID discreto PIC 16F876.	268



CAPÍTULO 1

GENERALIDADES

1.1. ANTECEDENTES

En la actualidad, la mayoría de instituciones educativas persiguen la calidad y la excelencia en los procesos de enseñanza-aprendizaje, y por ello están realizando cambios estructurales, a fin de que se propicie en los estudiantes aprendizajes realmente significativos.

En este sentido, La Facultad de Ingeniería y la Dirección de Investigación de la Universidad de Cuenca (DIUC), conscientes de la importancia que tienen las asignaturas de Teoría de Control e Instrumentación que se dictan en las escuelas de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones e Informática, han visto la necesidad de implementar un laboratorio de control en el cual los estudiantes y docentes puedan tener contacto con la realidad de los sistemas de control, con el propósito de afianzar los conceptos teóricos revisados en clase, ya que no siempre es posible que sean entendidos en todos sus detalles e implicaciones prácticas por medio de las metodologías de enseñanza puramente magistrales. Para ello se ha considerado conveniente que el diseño y simulación de los equipos de laboratorio a implementarse sean realizados por estudiantes de Ingeniería.

De esta manera, el diseño de dichos equipos de laboratorio incluirían los siguientes bloques: a) bloque controlador analógico, b) planta controlada, c) interfaces de comunicación con computador personal, d) interfaces de conversión Analógico-Digital y Digital-Analógico, e) software de adquisición de datos y control y, f) manuales técnicos y detalles constructivos.

De igual forma, para el diseño se utilizarán los contenidos teóricos de las ciencias básicas como herramientas de modelación y simulación, contribuyendo así para que, posteriormente los estudiantes de Ingeniería, puedan transferir y poner en práctica lo aprendido, logrando de esta manera un aprendizaje significativo en esta área científica y tecnológica de gran importancia en el mundo actual.

1.2. ALCANCE

Realizar una revisión de la estructura micro curricular de las asignaturas Teoría de Control e Instrumentación que se dicta en las Escuelas de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones e Informática, para en función de los conceptos teóricos allí revisados se puedan establecer los equipos de laboratorio que se necesitan para la



observación y comprobación de las diferentes técnicas utilizadas, y se priorice los equipos y controladores básicos que serán diseñados, modelados y simulados. Cabe anotar que con el presente proyecto se realizará el diseño, modelación y simulación de 3 equipos de laboratorio que serán la base para una futura implementación.

1.3. JUSTIFICACIÓN

La universidad moderna enfrenta el desafío de responder de una manera innovadora y práctica a las demandas de la sociedad actual; es decir, capacitar a los estudiantes de tal forma que relacionen los conocimientos teóricos y prácticos.

Por ello, para el caso específico de Teoría de Control e Instrumentación, es necesario la transferencia y la puesta en práctica de los conocimientos aprendidos a situaciones reales.

Una manera de lograr esto sería la realización de prácticas de laboratorio, pero lamentablemente en la facultad de Ingeniería de nuestra Universidad no se disponen de los equipos necesarios para estos efectos. Una opción que parece obvia sería la compra de los mismos, pero se debe recalcar que equipos como éstos no se los encuentra fácilmente en el mercado local y que además sus precios son extremadamente altos. Hay que agregar también que en caso de mantenimiento y reparaciones se debe recurrir únicamente al fabricante del equipo, lo que trae consigo gastos adicionales y demoras que interrumpirían el proceso de enseñanza.

Por estos motivos, la Facultad de Ingeniería y la Dirección de Investigación de la Universidad de Cuenca (DIUC), emprenden un proyecto para dotar de equipos de laboratorio y solventar esta problemática. Han creído conveniente que dichos equipos deben ser diseñados por estudiantes de la facultad por lo que han considerado mi nombre.

Es así que en mi calidad de estudiante de Ingeniería Eléctrica y consciente del alcance y beneficios del proyecto en mención, presento en este trabajo, el diseño, modelado y simulación de tres equipos de laboratorio que contribuirán a lograr un aprendizaje significativo.

1.4. OBJETIVOS

1.4.1. GENERAL

Diseñar, modelar y simular tres equipos básicos para iniciar la implementación de un laboratorio de Control Automático para la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Cuenca, basado en la estructura micro curricular de las asignaturas Teoría de Control e



Instrumentación y acorde con las necesidades locales, además de la búsqueda de un proceso de aprendizaje significativo de las asignaturas asociadas.

1.4.2. ESPECÍFICOS

Establecer los conceptos más relevantes y fundamentales que se estudian en las asignaturas Teoría de Control e Instrumentación que deberían ser afianzados con la práctica respectiva.

Diseñar los equipos electrónicos, plantas controladas y demás módulos componentes de los controladores que se hayan escogido como los más apropiados para apoyar el proceso de aprendizaje, tomando en cuenta las características técnicas de los componentes a utilizar y su disponibilidad en el medio local.

Determinar los modelos matemáticos de los diferentes módulos de control, los mismos que serán utilizados para la simulación del funcionamiento y comprobación de la teoría, ya sea por parte de los estudiantes que realizan las prácticas y/o de los docentes encargados de impartir las asignaturas involucradas.

Realizar la simulación de los diferentes módulos para verificar su funcionamiento y su utilidad como equipos didácticos.

1.5. METODOLOGÍA

La metodología que servirá de marco de referencia será la Investigación Tecnológica, basada en pruebas de laboratorio y principios científicos conocidos. De aquello dependerán las distintas fases sobre todo constructivas de los diferentes componentes de los equipos didácticos.

En la primera fase se analizarán en forma detallada los contenidos de las asignaturas Teoría de Control e Instrumentación, con la finalidad de determinar las problemáticas de enseñanza asociadas a ellas.

Además se utilizará la Técnica de Campo, con la aplicación de una encuesta estructurada con los estudiantes y docentes de la Facultad, para conocer el estado del aprendizaje y de la forma en la cual se conciben las aplicaciones. La posterior evaluación de estas encuestas definirá el tipo general de plantas controladas y luego los equipos que han de ser diseñados.

En la segunda fase y una vez que se hayan determinado las plantas controladas que mayores beneficios pedagógicos podrían ofrecer, se pasará a la fase de diseño, para lo cual se recurrirá a los fundamentos de los circuitos eléctricos y a la teoría de dispositivos electrónicos, puesto que ellos constituirán gran parte de los diferentes tipos de compensadores a utilizar.



En la tercera fase y con el propósito de verificar el posterior funcionamiento de los equipos diseñados, se realizará el modelado matemático de las plantas, buscando acercarse lo más posible al sistema real y se ejecutará el proceso de simulación de funcionamiento.

Finalmente, en la cuarta fase, se estudia la importancia y se plantea una metodología para el desarrollo de prácticas de laboratorio como estrategia para que los estudiantes alcancen aprendizajes significativos.



CAPÍTULO 2

FUNDAMENTO TEÓRICO

2.1. INTRODUCCIÓN

El control automático ha jugado un papel fundamental en el desarrollo de la ingeniería y la ciencia desde principios del siglo XX.

La mayoría de ingenieros deben tener un buen conocimiento de los avances en la teoría y práctica del control automático, dado que proporciona los medios para conseguir un óptimo comportamiento de los sistemas dinámicos, mejorar la productividad al simplificar el trabajo de muchas operaciones manuales entre otras actividades.

Hoy en día, los sistemas de control tienen un rol muy importante en el desarrollo y avance de la tecnología y por ende de la civilización moderna, ya que prácticamente cada aspecto de las actividades de nuestra vida diaria está afectado por algún sistema de control.

El estudio de la Teoría de Control e Instrumentación en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Cuenca se enfrenta a dos problemáticas principalmente. La primera tiene que ver con el prejuicio de los estudiantes de que estas asignaturas son eminentemente teóricas y con un amplio contenido matemático haciéndolas abstractas y tediosas. El segundo problema radica en la carencia de un laboratorio en donde los estudiantes comprueben de forma clara y práctica los fundamentos teóricos.

Estos problemas dificultan motivar a los estudiantes el interés y aprendizaje de los principios básicos de la Teoría de Control e Instrumentación. En la actualidad existe una alternativa para resolver los problemas mencionados mediante la realización de prácticas por medio de programas de simulación por computadora, lo cuales brindan un buen acercamiento a la comprensión de estos principios básicos. No obstante, lo ideal sería que los estudiantes se enfrenten con un problema de control real con todas las dificultades que presentan los sistemas, a su vez puedan analizar el comportamiento de las variables físicas involucradas. Si se logra disponer de equipos para implementar el laboratorio, estos por si solos no garantizan un adecuado aprendizaje de los conceptos básicos de la teoría de control e instrumentación si no se diseña un manual de prácticas apropiado.

Se pretende que en la vida profesional, los estudiantes que se vean obligados a interactuar con sistemas de control, no actúen como operadores de equipos sino más bien sean desarrolladores de tecnología.



2.2. CLASIFICACIÓN DE LOS SISTEMAS

Existen diferentes maneras de clasificar a los sistemas. Desde el punto de vista de análisis y diseño, se clasifican en lineales, no lineales, variantes e invariantes con el tiempo.

Sistemas lineales: Son aquellos sistemas en los cuales es aplicable el principio de superposición. Este principio establece que la respuesta producida por la aplicación simultánea de dos funciones de entrada diferentes es la suma de las dos respuestas individuales. Entonces, la respuesta a varias entradas de un sistema lineal, se la puede calcular tratando una entrada a la vez y sumando los resultados.

Sistemas lineales invariantes con el tiempo: Son aquellos sistemas lineales en los cuales los coeficientes de la ecuación diferencial que los caracteriza son constantes, es decir, estacionarios en el tiempo durante su operación, o cuando son funciones sólo de la variable independiente.

2.3. RESPUESTA AL IMPULSO

Para representar la relación entrada-salida entre variables, en la modelación de sistemas lineales, la teoría de control clásica utiliza la función de transferencia, que es determinada empleando la respuesta al impulso.

Un sistema lineal invariante en el tiempo con entrada $u(t)$ y salida $y(t)$ puede ser caracterizado por su respuesta al impulso $g(t)$, que se define como la salida cuando la entrada es una función impulso unitario $\delta(t)$. Una vez conocida esta respuesta, la salida del sistema $y(t)$ para cualquier entrada $u(t)$ se puede encontrar mediante la función de transferencia [1].

2.4. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

La función de transferencia de un sistema lineal invariante en el tiempo se define como la transformada de Laplace de la respuesta al impulso, con todas las condiciones iniciales iguales a cero [1].

En la práctica, la relación entrada-salida de un sistema lineal invariante en el tiempo, se describe frecuentemente por medio de una ecuación diferencial, por lo que, es conveniente obtener la función de transferencia directamente de ésta, aplicando la transformada de Laplace.

Un sistema lineal e invariante con el tiempo, puede ser representado por una ecuación diferencial de n-ésimo orden, con coeficientes reales constantes, como sigue:



$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) \\ = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du(t)}{dt} + b_0 u(t) \end{aligned} \quad (2.1)$$

Desde un punto de vista analítico y de diseño de sistemas lineales, resulta bastante exhaustivo y tedioso resolver ecuaciones diferenciales, tal y como se muestra en la expresión (2.1). Se puede simplificar el trabajo, si se toma la transformada de Laplace en ambos lados de la expresión y se establecen las condiciones iniciales a cero:

$$(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0) Y(s) = (b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0) U(s)$$

La función de transferencia del sistema lineal es:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2.2)$$

Si la potencia más alta de s en el denominador de la función de transferencia es igual a n , el sistema se denomina *sistema de orden n -ésimo*.

A continuación se presentan algunas propiedades de la función de transferencia [2]:

- La función de transferencia está definida solamente para un sistema lineal invariante en el tiempo.
- La función de transferencia entre una variable de entrada y una variable de salida de un sistema está definida como la transformada de Laplace de la respuesta al impulso.
- Todas las condiciones iniciales del sistema son iguales a cero.
- La función de transferencia es independiente de la entrada del sistema.
- La función de transferencia de un sistema en tiempo continuo se expresa sólo como una función de la variable compleja s .

Ecuación característica: La ecuación característica de un sistema lineal se define como la ecuación que se obtiene al hacer que el polinomio denominador de la función de transferencia sea cero.

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (2.3)$$

La estabilidad de sistemas lineales con una entrada y una salida está gobernada completamente por las raíces de la ecuación característica.



2.5. DIAGRAMA DE BLOQUES

Un diagrama de bloques de un sistema representa gráficamente las funciones que llevan a cabo cada componente y el flujo de las señales. Tales diagramas muestran las relaciones existentes entre los diversos componentes. Es una representación utilizada frecuentemente para modelar todo tipo de sistemas debido a su simplicidad y versatilidad.

Se puede utilizar un diagrama de bloques tanto para describir la composición e interconexión de un sistema, o se puede emplear junto con funciones de transferencia para describir las relaciones de causa efecto a través de todo el sistema.

En un diagrama de bloques todas las variables del sistema están entrelazadas mediante bloques funcionales. El bloque es un símbolo utilizado para representar la operación matemática que realiza sobre la entrada para producir la salida.

Las funciones de transferencia de los componentes por lo general se introducen en los bloques correspondientes, y se conectan mediante flechas para indicar la dirección del flujo de señales.

Las dimensiones de la señal de salida del bloque son las dimensiones de la señal de entrada multiplicadas por las dimensiones de la función de transferencia contenida en el bloque.

Un diagrama de bloques contiene información relacionada con el comportamiento dinámico del sistema, pero no brinda información de su constitución física. Por lo tanto, muchos sistemas diferentes, relacionados o no, pueden representarse mediante el mismo diagrama de bloques [3].

Cualquier sistema de control lineal puede representarse mediante un diagrama de bloques formado por puntos de suma, bloques y puntos de ramificación. El diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado se muestra en la figura 2.1. [4]

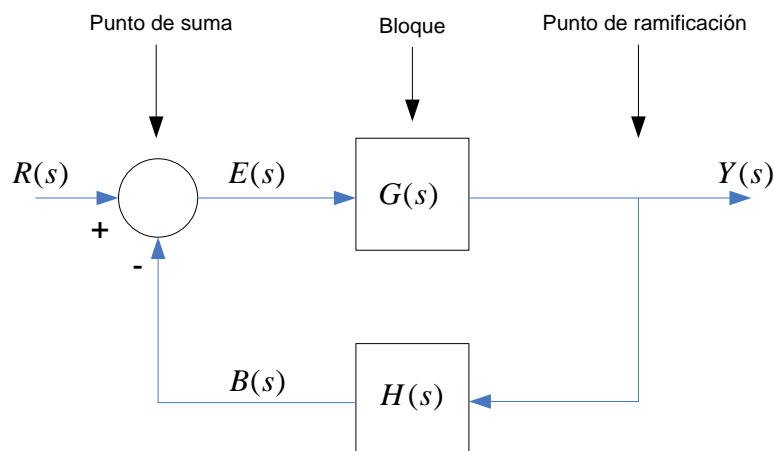


Figura 2.1. Sistema de control en lazo cerrado



donde:

$R(s)$ = entrada de referencia

$B(s)$ = señal de realimentación

$E(s)$ = señal de error (señal actuante)

$Y(s)$ = salida (variable controlada)

$G(s)$ = función de transferencia de la trayectoria directa

$H(s)$ = función de transferencia de realimentación

Procedimiento para encontrar la función de transferencia de lazo cerrado:

$$E(s) = R(s) - H(s)Y(s) \quad (2.4)$$

$$Y(s) = G(s)E(s) \quad (2.5)$$

Sustituyendo (2.5) en (2.4):

$$\begin{aligned} Y(s) &= G(s)[R(s) - H(s)Y(s)] \\ Y(s) &= G(s)R(s) - G(s)H(s)Y(s) \end{aligned} \quad (2.6)$$

La relación entrada-salida $Y(s)/R(s)$ la ecuación (2.6):

$$\boxed{\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 - G(s)H(s)}} \quad (2.7)$$

Función de transferencia en lazo cerrado del sistema mostrado en la figura 2.1.

2.6. MODELADO MATEMÁTICO DE SISTEMAS FÍSICOS

Para iniciar con el análisis y diseño de un sistema de control, es necesario obtener un modelo matemático que represente a los procesos controlados. El modelo matemático equivale a un conjunto de ecuaciones en base a las cuales se puede conocer el comportamiento del sistema dinámico. La mayoría de los sistemas dinámicos se describen en términos de ecuaciones diferenciales, las cuales son obtenidas a partir de leyes físicas que gobiernan dicho sistema, ya sean estos mecánicos, eléctricos, térmicos, etc. Obtener un modelo que más se aproxime al comportamiento del sistema dinámico es la parte primordial del análisis.

Partiendo del modelo matemático, se puede llegar a obtener la función de transferencia del sistema, por tanto, es posible realizar más convenientemente los análisis de la respuesta transitoria y en estado estable de sistemas lineales con una entrada y una salida invariantes en el tiempo.



Es muy importante mencionar, que un modelo matemático no es exclusivo para sistema determinado. Un sistema puede ser representado de muchas formas diferentes, por tanto, tener distintos modelos matemáticos, todo esto depende del enfoque dado en cada caso.

Cuando se trata de modelar un sistema físico en la práctica, es necesario hacer suposiciones y aproximaciones adecuadas y bien fundamentadas, para que éstos puedan ser estudiados como si se trataran de sistemas lineales. En muchas aplicaciones, resulta importante obtener un modelo matemático simplificado, para facilitar su análisis. Si bien es posible realizar simplificaciones, esto supone que hay que ignorar ciertas propiedades físicas inherentes al sistema, como no linealidades y parámetros distribuidos que pueden estar presentes en el sistema dinámico. Si los efectos de las propiedades ignoradas son muy pequeños en la respuesta del sistema, se justifican estas omisiones para simplificar el modelo, cuyo resultado analítico no estaría muy apartado de los resultados del estudio experimental del sistema físico.

Con lo antes expuesto, se puede concluir que al obtener un modelo matemático debe existir un compromiso entre la simplicidad y la precisión de los resultados del análisis.

2.7. ESTABILIDAD DE SISTEMAS DE CONTROL LINEALES

El requerimiento más importante de un sistema de control es que éste sea estable [5]. Un sistema estable responde correctamente a las acciones de control y permite que se cumplan los criterios establecidos durante el diseño. En la práctica, un sistema inestable se considera inútil, ya que para nada responde a las acciones correctivas del controlador, provocando respuestas que se pueden manifestar en situaciones muy peligrosas y fallos catastróficos, de ahí la importancia de estudiar la estabilidad.

En lo que respecta al comportamiento dinámico de un sistema de control, la principal característica es la estabilidad absoluta, es decir, si el sistema es estable o inestable.

Un sistema de control se considera que está en equilibrio cuando, en ausencia de cualquier entrada, la salida permanece en el mismo estado [6]. Un sistema de control lineal e invariante con el tiempo es estable si la salida es capaz de regresar a su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial. Se considera inestable si la salida se aleja sin límite de su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial.

La estabilidad de sistemas de una entrada y una salida (SISO), lineales e invariantes con el tiempo se puede determinar al verificar la ubicación de las raíces de la ecuación característica del sistema en el plano complejo s . Ya en la práctica, no es necesario calcular la respuesta completa del sistema para determinar la estabilidad. Las regiones de estabilidad e inestabilidad en el plano complejo s se ilustran en la figura 2.2.

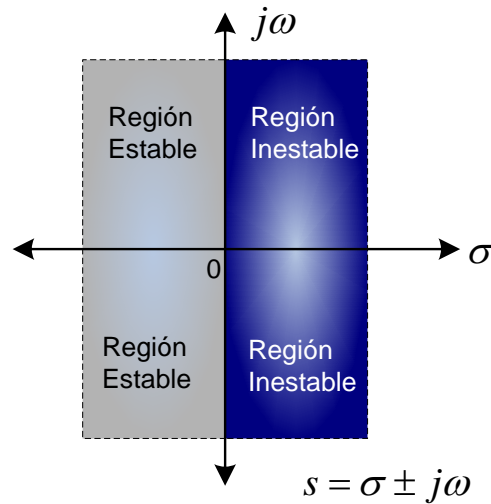


Figura 2.2. Región de estabilidad e inestabilidad en el plano s

Una vez conocidos todos los parámetros del sistema de control, las raíces de la ecuación característica pueden ser obtenidas ya sea analíticamente o por medio de programas computacionales.

2.8. ANÁLISIS DE SISTEMAS DE CONTROL EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Se ha insistido en que, el primer paso para estudiar el comportamiento de un sistema de control es obtener su modelo matemático. Una vez conocido este modelo, se han desarrollado varios métodos para analizarlo.

Frecuentemente se evalúan las respuestas en el tiempo del sistema de control, ya que el tiempo es la variable independiente empleada en gran parte de ellos.

2.8.1. RESPUESTA TRANSITORIA Y RESPUESTA EN ESTADO ESTACIONARIO

La respuesta en el tiempo de un sistema de control está dividida en dos partes: la respuesta transitoria y la respuesta en estado estacionario [7]. Si $y(t)$ es la respuesta en el tiempo de un sistema en tiempo continuo, entonces:

$$y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t)$$

en donde $y_t(t)$ es la respuesta transitoria y $y_{ss}(t)$ representa la respuesta en estado estacionario.



La respuesta transitoria se define como la parte de la respuesta en el tiempo que tiende a cero conforme el tiempo tiende al infinito.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_t(t) = 0$$

Propiedad de la respuesta transitoria

La respuesta en estado estacionario es la parte de la respuesta total que persiste luego de que la transitoria haya desaparecido.

En el mundo real, todos los sistemas de control estables presentan un fenómeno transitorio antes de alcanzar la respuesta en estado estacionario. Las repuestas de un sistema de control práctico no pueden seguir cambios súbitos en la entrada en forma instantánea, y normalmente se observan transitorios, esto debido a propiedades inherentes a los sistemas físicos como la masa, la inercia y la inductancia. Por lo tanto, la respuesta transitoria de un sistema de control es muy importante, ya que representa una parte significativa del comportamiento dinámico del sistema; entonces, se debe controlar cuidadosamente la desviación entre la respuesta de la salida y la entrada (referencia) antes de alcanzar el estado estacionario.

La respuesta en estado estacionario de un sistema de control es también muy importante, ya que indica a dónde converge la salida del sistema cuando el tiempo tiende al infinito.

Si la respuesta en estado estacionario de la salida no coincide fielmente con la entrada de referencia, el sistema tiene un error en estado estacionario. Este error es un indicador de la precisión del sistema.

El estudio de un sistema de control en el dominio del tiempo radica en evaluar sus respuestas transitoria y en estado estable. En lo que respecta al diseño, las especificaciones se proporcionan normalmente en términos del desempeño transitorio y en estado estacionario, para que sean cumplidas por los controladores.

2.8.2. SEÑALES DE PRUEBA TÍPICAS

El comportamiento aleatorio de las entradas a muchos sistemas de control prácticos, ocasiona un problema al diseñador, debido a que es difícil diseñar un sistema de control que tenga un desempeño satisfactorio para todas las formas posibles de señales de entrada. Es entonces necesario suponer algunos tipos básicos de entradas de prueba para evaluar el desempeño de un sistema, en lo que a análisis y diseño respecta.

Las funciones escalón, rampa, parábola, impulso, etc., normalmente se las utiliza como señales de prueba, ya que estas son funciones del tiempo sencillas de generar y es posible realizar con facilidad análisis matemáticos y experimentales de sistemas de control.



Para determinar cuál de las señales de prueba típicas se debe utilizar para analizar las características del sistema, se debe suponer, bajo algún criterio, la forma de la entrada a la que el sistema estará sujeto con mayor frecuencia en su operación normal.

A continuación se presentan dos de las señales de prueba más utilizadas para el estudio de sistemas de control en el tiempo.

Función escalón

Cuando el sistema está sujeto a perturbaciones repentinas y cambios súbitos en la señal de referencia con respecto al tiempo, la función escalón sería una señal de prueba adecuada.

$$u_s(t) = \begin{cases} 1 & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

Función escalón unitario

$$r(t) = Au_s(t)$$

Función escalón de amplitud A

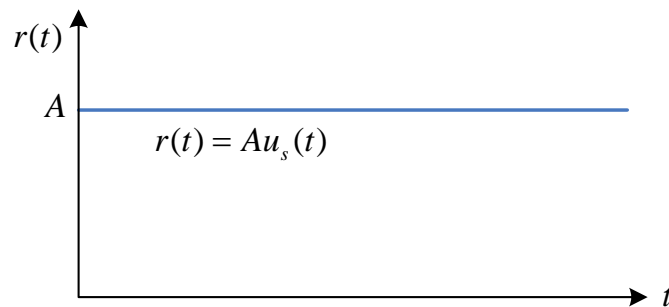


Figura 2.3. Función escalón

Función rampa

Si la entrada del sistema es una señal que cambia gradual o linealmente con el tiempo, la función rampa podría representarla de buena manera.

$$r(t) = Atu_s(t)$$

Función rampa de pendiente A

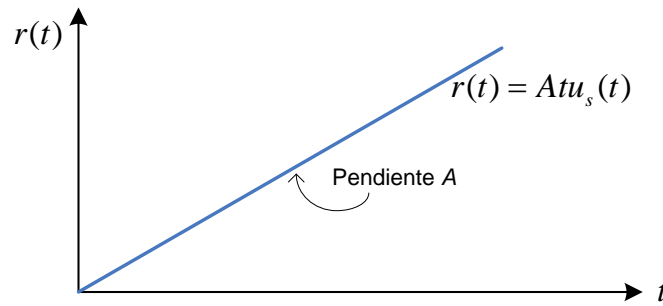


Figura 2.4. Función rampa

2.8.3. ERROR EN ESTADO ESTACIONARIO

La diferencia existente entre la salida y la entrada de referencia en estado estacionario de un sistema de control se denomina error en estado estacionario. Este error está presente en todos los sistemas prácticos, pues, fenómenos como la fricción e imperfecciones propias del sistema, hacen que la respuesta de salida en estado estacionario rara vez coincida exactamente con la entrada referencia. Por tanto uno de los objetivos en el diseño de los sistemas de control es mantener el error en estado estacionario al mínimo, o por debajo de una tolerancia preestablecida, y al mismo tiempo hacer que la respuesta transitoria satisfaga un determinado conjunto de especificaciones.

2.8.4. ESPECIFICACIONES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO PARA SISTEMAS DE CONTROL

El estudio de la respuesta transitoria de un sistema de control es importante, ya que tanto la amplitud como el tiempo de duración en la respuesta transitoria deben mantenerse dentro de límites tolerables preestablecidos. Normalmente, las características de desempeño de un sistema de control lineal se especifican en términos de la respuesta transitoria para una entrada escalón unitario $u_s(t)$, puesto que esta señal es muy sencilla de generar y representa la situación más drástica que podría presentarse en la entrada [8]. En gran parte de aplicaciones prácticas, las especificaciones de diseño se expresan por medio de cantidades en el dominio del tiempo.

Dado que la mayoría de sistemas de control reales almacenan energía, no responden instantáneamente y presentan respuestas transitorias cuando están sometidos a entradas bruscas y perturbaciones. Estas respuestas transitorias muestran con frecuencia oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estacionario. Las características de la respuesta transitoria de un sistema de control para una entrada escalón unitario, pueden ser especificadas mediante los siguientes parámetros [9][10]:



- Máximo sobresalto, M_p .
- Tiempo de retardo, t_d .
- Tiempo de subida, t_r .
- Tiempo de pico, t_p .
- Tiempo de asentamiento ó estabilización, t_s .

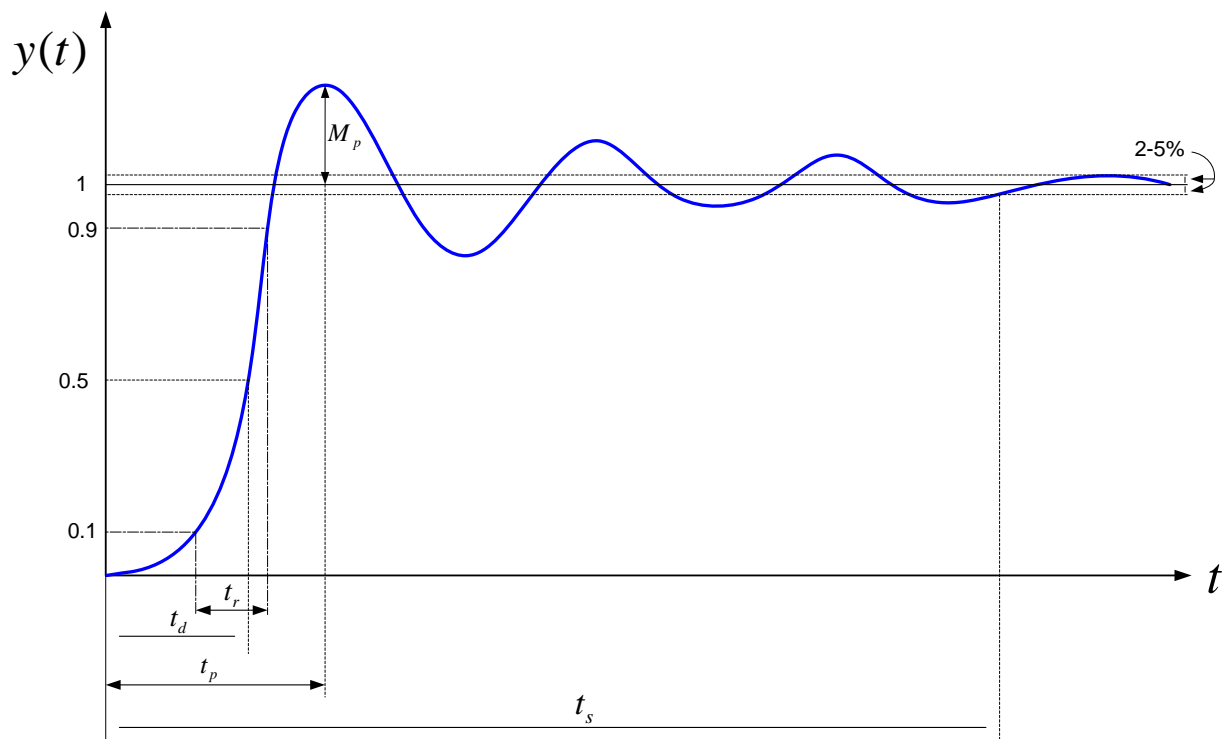


Figura 2.5. Curva típica de respuesta al escalón unitario de un sistema de control

Máximo sobresalto: Es el valor pico de la curva de respuesta al escalón, medido con respecto al valor en estado estacionario de la misma.

$$M_p = y_{\max}(t) - y_{ss}(t) \quad (2.8)$$

Se lo puede representar como un porcentaje del valor en estado estacionario de la respuesta del sistema:



$$M_p(\%) = \frac{y_{\max}(t) - y_{ss}(t)}{y_{ss}(t)} \times 100\% \quad (2.9)$$

Tiempo de retardo: Se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón alcance el 50% de su valor final.

Tiempo de subida: Se define como el tiempo necesario para que la respuesta al escalón se eleve del 10 al 90% de su valor en estado estacionario.

Tiempo de pico: Es el tiempo que le toma a la respuesta al escalón alcanzar su primer pico de sobresalto.

Tiempo de asentamiento: Se define como el tiempo requerido para que la respuesta al escalón tienda a converger y estabilizarse a su valor de estado estacionario, o permanezca dentro de un porcentaje específico del mismo. Normalmente se considera del 2 al 5%.

El sistema de control en diseño, debe cumplir con las especificaciones aquí citadas, e ir modificando sus parámetros hasta que éstas sean alcanzadas.

2.9. SISTEMAS DE CONTROL

Se puede definir un sistema de control como el conjunto de elementos que interactúan para conseguir que la salida de un proceso se comporte tal y como se desea, mediante una acción de control. Sus componentes básicos son [11]:

- Objetivos de control.
- Componentes del sistema de control.
- Resultados o salidas.

La principal relación entre estos tres componentes se muestra a continuación:

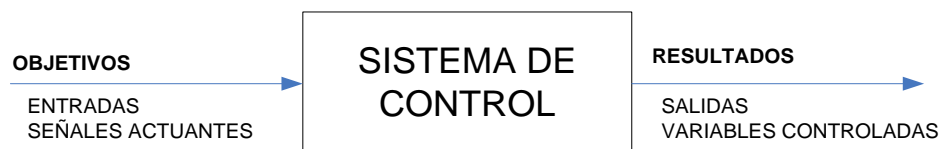


Figura 2.6. Relación entre componentes de un sistema de control

2.9.1. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO ABIERTO

Son sistemas en los cuales la salida no tiene efecto alguno sobre la acción de control, es decir, la salida no se compara con la entrada de referencia para que se tomen medidas correctivas (Fig. 2.7). Por tanto a cada entrada de referencia le corresponde una condición de operación fija, entonces, la precisión del sistema depende de su calibración [12].

Las características de este sistema son:

- Construcción simple y fácil mantenimiento.
- La salida no se compara con la entrada.
- Es afectado por las perturbaciones.
- La precisión depende de la previa calibración del sistema.

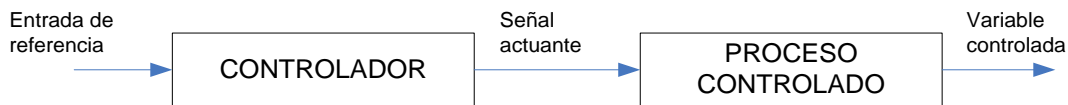


Figura 2.7. Sistema de control en lazo abierto

2.9.2. SISTEMAS DE CONTROL EN LAZO CERRADO

Estos sistemas utilizan como medio de control la diferencia entre la señal de salida y la entrada de referencia, con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado, lo que brinda un control más exacto que en lazo abierto (Fig. 2.8).

Sus características son:

- Complejos y más costosos que el correspondiente sistema en lazo abierto.
- Su propiedad de realimentación lo hace más preciso.
- Es más estable a perturbaciones y variaciones internas.

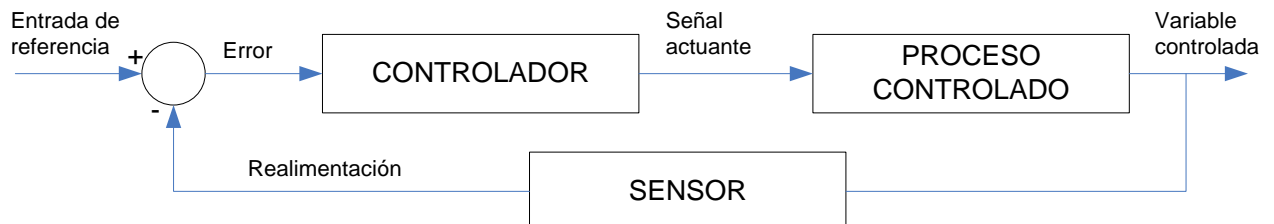


Figura 2.8. Sistema de control en lazo cerrado

2.9.3. CONTROLADOR AUTOMÁTICO

El controlador automático compara el valor actual de la salida de una planta con la entrada de referencia, determina la diferencia (error) y genera una señal de control que reduce el error a un valor muy pequeño o idealmente a cero. Esta señal de control es producida por el controlador automático mediante una acción de control [13]. La figura 2.9 muestra un diagrama de bloques de un sistema de control típico, ampliamente utilizado en la industria, que consiste en un controlador automático, un actuador, una planta y un sensor.

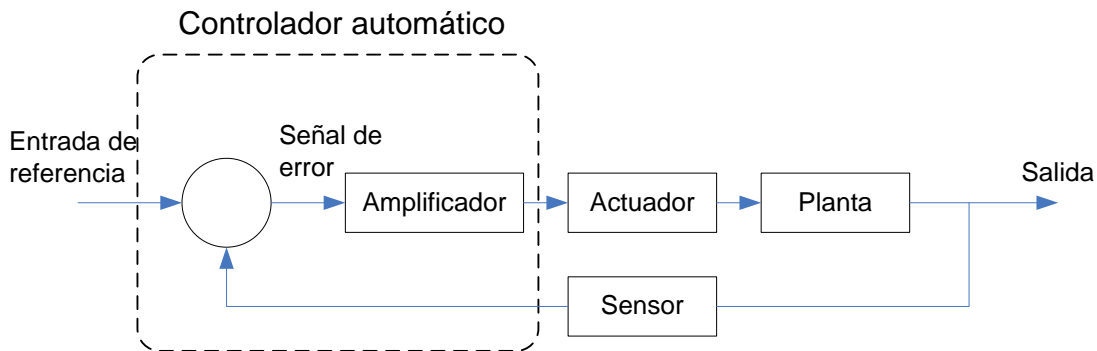


Figura 2.9. Controlador automático

La señal de error es detectada por el controlador, y es amplificada para que pueda ser interpretada por el actuador. El actuador, es un dispositivo que produce la entrada para la planta de acuerdo con la señal de control, con el propósito que la salida del sistema de control se aproxime a la señal de entrada de referencia.

El sensor, o elemento de medición, es un dispositivo que convierte la variable de la salida en otra variable manejable por el controlador, como un voltaje, que pueda usarse para comparar la salida con la señal de entrada de referencia. El punto de consigna del controlador debe convertirse en una entrada de referencia con las mismas unidades y rango de valores que la señal de realimentación del sensor.

2.9.4. ESPECIFICACIONES DE DISEÑO

Los sistemas de control se diseñan para realizar tareas específicas. Las especificaciones de diseño son los requerimientos de funcionamiento impuestos sobre el sistema de control, las mismas que deben ser puestas a conocer antes de comenzar con el proceso de diseño.

Puede ser necesario modificar las especificaciones en el transcurso del diseño, ya que es posible que éstas nunca se cumplan o conduzcan a un sistema muy costoso [14].



2.10. DISEÑO DE SISTEMAS DE CONTROL

2.10.1. CONTROLADOR PID

El controlador PID (Proporcional-Integral-Derivativo) es un mecanismo de control realimentado que es ampliamente utilizado en sistemas de control industriales. Un controlador PID corrige el error entre un valor medido (realimentación) y el valor que se quiere obtener (referencia) calculándolo y luego sacando una acción correctiva que es ajustada al proceso que se desea controlar. La acción del controlador PID es llevada a cabo por tres componentes: el proporcional, el integral, y el derivativo, que serán explicados brevemente a continuación:

El proporcional P, que es el componente principal del controlador PID, origina una actuación de control correctiva proporcional al error. El integral I brinda una corrección proporcional a la integral del error. Esta acción tiene la ventaja de asegurar que se aplicará suficiente acción de control para reducir el error de regulación a cero. El componente derivativo D brinda propiedades predictivas a la actuación, generando una acción de control proporcional a la velocidad de cambio del error.

Ajustando apropiadamente los parámetros de estos tres componentes en el algoritmo de control del PID, el controlador puede proveer un control diseñado para lo que requiera el proceso a realizar.

2.10.1.1. FUNCIONAMIENTO

El funcionamiento satisfactorio de un controlador PID que regula un proceso o sistema se puede alcanzar mediante el uso de:

1. Un sensor, que determine el estado actual del sistema.
2. Un controlador, que genere la señal que gobierna al actuador (señal actuante).
3. Un actuador, que modifique el estado del sistema de manera controlada.

El sensor proporciona una señal analógica o digital al controlador, la cual representa el estado actual en el que se encuentra el proceso o sistema. A esta señal se la conoce como punto actual ó valor medido.

El controlador recibe una señal externa que representa el valor que se desea alcanzar. A esta señal se la conoce con el nombre de punto de referencia o valor deseado, la cual es de la misma naturaleza y tiene el mismo rango de valores que la señal que proporciona el sensor.



El controlador resta la señal de punto actual a la señal de punto de referencia, como resultado obtiene la señal de error, que determina en cada instante la diferencia que hay entre el valor deseado y el valor medido. Luego, la señal de error es utilizada por cada una de las tres etapas del controlador PID. Las 3 señales sumadas, conforman la señal de salida que el controlador va a utilizar para gobernar al actuador. La influencia que cada una de estas señales tiene en la suma final, viene dado de mayor a menor grado por la constante proporcional, el tiempo integral y el tiempo derivativo, respectivamente. La señal resultante de esta suma se llama variable manipulada o señal actuante que debe ser transformada para aplicarla sobre el actuador.

2.10.1.2. CONSTANTES DEL CONTROLADOR PID

Acción de control proporcional

La relación entre la salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$ es:

$$u(t) = K_p e(t)$$

Donde K_p es la *constante proporcional*. Si bien se puede asignar diferentes valores a esta constante, estos solo serán óptimos en una determinada porción del rango total de control. Existe también un valor límite en la constante proporcional a partir del cual, en algunos casos, el sistema alcanza valores superiores a los deseados (sobreoscilación).

La parte proporcional no considera el tiempo, por lo tanto, la mejor manera de reducir el error en estado estacionario y hacer que el sistema contenga alguna componente que tenga en cuenta la variación respecto al tiempo, es incluir las acciones integral y derivativa.

Acción de control integral

El valor de la salida del controlador $u(t)$ cambia a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

Donde K_i es la *constante integración*. Esta acción de control tiene como propósito disminuir y eliminar el error en estado estacionario, provocado por la acción de control proporcional. El control integral actúa cuando hay una desviación entre la variable medida y el punto de referencia, integrando esta desviación en el tiempo y sumándola a la acción proporcional. El error es integrado, lo cual tiene la función de promediarlo o sumarlo por un periodo de tiempo determinado; luego es multiplicado por la constante de integración



K_i . La respuesta integral es adicionada a la acción proporcional para formar el control PI con el propósito de obtener una respuesta estable del sistema sin error estacionario.

Se define T_i como *tiempo de acción integral*:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

El control integral se utiliza para eliminar el inconveniente del offset (desviación permanente de la variable a controlar con respecto al punto de referencia) de la banda proporcional.

$$u(t) = \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

Acción de control derivativa

La función de la acción derivativa es mantener el error al mínimo corrigiéndolo proporcionalmente con la misma velocidad que se produce; de esta manera evita que el error se incremente.

$$u(t) = K_d \frac{d}{dt} e(t)$$

K_d es la *constante derivativa*.

Se define T_d como *tiempo de acción derivativa*:

$$K_d = K_p T_d$$
$$u(t) = K_p T_d \frac{d}{dt} e(t)$$

La acción derivativa actúa cuando hay un cambio en el valor absoluto del error; (si el error es constante, solamente responden los modos proporcional e integral).

Se deriva con respecto al tiempo y se multiplica por una constante K_d y luego se suma a las señales anteriores, para formar el bloque PID.

Acción de control proporcional-integral-derivativa

Al combinar la acción proporcional, integral y derivativa, se forma un bloque de control que reúne las ventajas de cada una de las acciones de control individuales. Su ecuación es la siguiente:



$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.10)$$

Transformando la ecuación (2.10) al dominio de Laplace y hallando la relación entrada salida $U(s)/E(s)$ queda [15]:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.11)$$

Función de transferencia de un controlador PID paralelo

2.10.2. SINTONIZACIÓN DE CONTROLADORES PID

Cuando se utiliza un controlador PID en un sistema, es importante sintonizarlo hasta alcanzar la respuesta requerida. Sintonizar un controlador PID involucra seleccionar valores de los parámetros K_p , T_i y T_d que cumplan con las condiciones de comportamiento preestablecidas. Existen diversos métodos para sintonizar un controlador, pero en el presente proyecto se proponen dos: el método de Ziegler-Nichols y el método del Lugar Geométrico de Raíces.

2.10.2.1. MÉTODO DE ZIEGLER NICHOLS

Esta técnica resulta muy útil cuando se desconoce el modelo matemático de la planta controlada, en donde es prácticamente imposible utilizar un método analítico para el diseño del controlador, sin embargo, puede ser aplicada también al diseño de sistemas con modelos matemáticos conocidos [16].

Si bien este procedimiento ofrece valores para los parámetros de controladores PID que brindarán una operación estable del sistema, la respuesta puede sufrir sobresaltos pronunciados ante una entrada escalón, pudiendo ser no deseable. Ante esta situación se requiere de un ajuste fino hasta que se obtenga el resultado adecuado. De aquí se concluye que el método de Ziegler-Nichols no arroja resultados directos en la determinación de parámetros PID óptimos, sino que, ofrece un punto de partida para una posterior sintonización fina [16].

El método sugiere valores para los parámetros PID de una planta en base a pruebas experimentales en lazo abierto de la misma. Si la planta no presenta integradores ni polos dominantes complejos conjugados, su respuesta es una curva en S y puede ser aproximada mediante un sistema de primer orden con tiempo de retardo:

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-sL}}{Ts + 1} \quad (2.12)$$

donde K es la ganancia, L es el tiempo de retardo (o tiempo muerto) y T es la constante de tiempo de la planta.

Sintonización en lazo abierto

Para realizar esta sintonización, primeramente se determinan los parámetros de la planta mediante la aplicación de un escalón a la entrada del sistema en lazo abierto y estudiando la curva de respuesta. Tales curvas pueden ser generadas experimentalmente o mediante simulación dinámica de la planta [16].

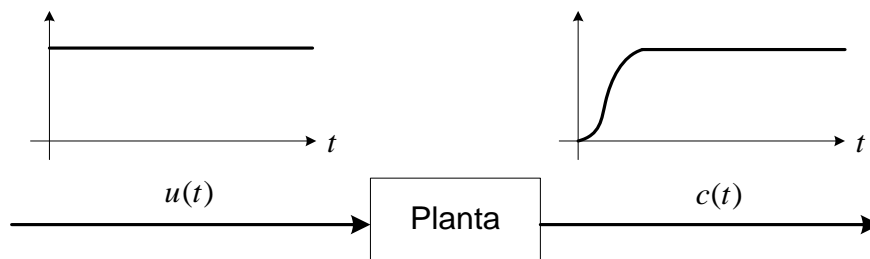


Figura 2.10. Respuesta de la planta ante una entrada escalón

Se parte del sistema estabilizado en $c(t)=c_0$ para $u(t)=u_0$, a continuación se aplica un escalón de u_0 a u_1 , produciendo una respuesta de c_0 y c_1 respectivamente. El salto debe estar comprendido entre el 10% y 20% del valor estabilizado [17].

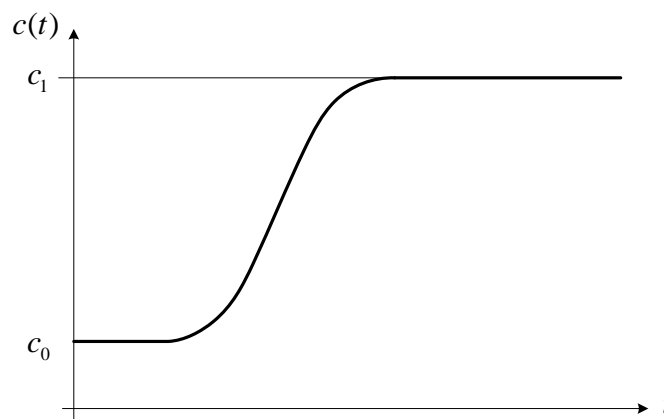


Figura 2.11. Efecto de aplicar una entrada escalón a un sistema estabilizado

Es posible determinar los parámetros de la planta L y T trazando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva en S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y con la línea horizontal K , como se muestra en la figura 2.12.

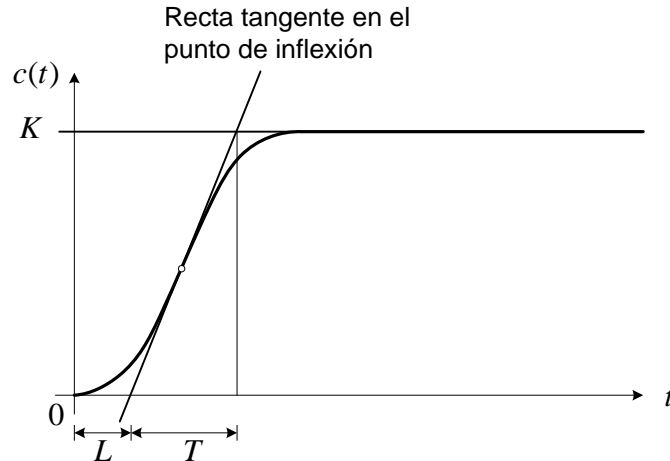


Figura 2.12. Determinación de los parámetros de la planta por medio de la recta tangente

En algunas plantas controladas, la respuesta al escalón no permite apreciar fácilmente la inflexión de la curva en S para trazar la tangente y determinar L y T . El método de los dos puntos es un procedimiento alternativo para determinar los parámetros de la planta sin tener que trazar la recta tangente, el cual consiste en determinar los instantes de tiempo t_1 y t_2 en los cuales la respuesta alcanza el 28.3% y el 63.2% del valor en estado estable, respectivamente [18]. A partir de estos valores de tiempo se determinan L y T de la siguiente manera:

$$T = \frac{3}{2}(t_2 - t_1) \quad (2.13)$$

$$L = t_2 - T \quad (2.14)$$

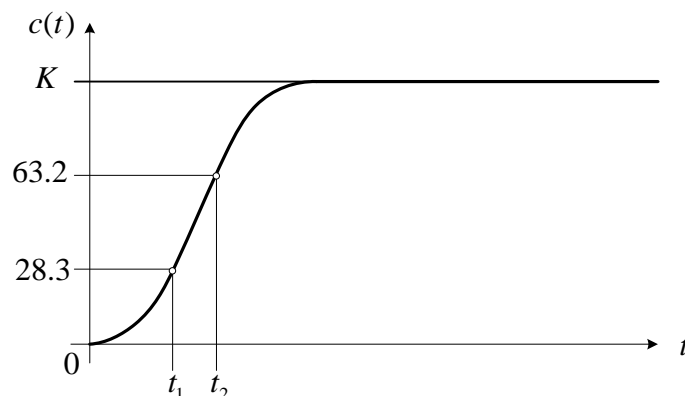


Figura 2.13. Determinación de los parámetros de la planta por el método de los dos puntos



Una vez determinadas las características de la planta, Ziegler y Nichols sugirieron que los parámetros del controlador PID en lazo cerrado que pueden ser utilizados, con un máximo sobresalto igual o inferior al 25%, son los siguientes [16]:

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9\frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2\frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Tabla 2.1. Parámetros PID sugeridos por Ziegler y Nichols

2.10.2.2. MÉTODO DEL LUGAR GEOMÉTRICO DE LAS RAICES

Introducción

La localización de polos y ceros en un sistema en lazo cerrado está estrechamente ligada con la característica de su respuesta transitoria [19].

En el método del lugar geométrico de las raíces, se representan las raíces de la ecuación característica para todos los valores posibles de un determinado parámetro del sistema (la ganancia por ejemplo), lo cual resulta muy útil para el diseñador, pues le permite predecir los efectos que tiene en la ubicación de los polos en lazo cerrado, variar el valor de la ganancia o agregar polos y/o ceros en lazo abierto.

Método del lugar geométrico de las raíces para diseño de sistemas de control

El método consiste básicamente en graficar el lugar geométrico de las raíces de la ecuación característica del sistema en lazo cerrado conforme la ganancia varía de cero a infinito. La gráfica resultante muestra claramente cómo contribuye cada polo o cero en lazo abierto a las posiciones de los polos en lazo cerrado. En el diseño de sistemas de control lineal e invariantes con el tiempo, este método resulta muy útil, dado que indica la forma en la que deben modificarse los polos y ceros en lazo abierto para que la respuesta cumpla las especificaciones de diseño del sistema. Si al modificar el valor de ganancia del sistema no se alcanzan estas especificaciones, es necesario utilizar un compensador adecuado, el cual permite alterar la dinámica del sistema para cumplir con los requerimientos de diseño.



Para determinar las localizaciones de ceros y polos del compensador que permitan alcanzar las especificaciones de diseño del sistema, es necesario comprender los efectos de la adición de los polos y/o ceros sobre el lugar de las raíces.

Efectos de la adición de polos en cascada a la función de transferencia

La adición de un polo a la función de transferencia en lazo abierto tiene el efecto de desplazar el lugar de las raíces hacia la derecha del plano complejo s , lo cual tiende a disminuir la estabilidad relativa del sistema [20]. El tiempo de establecimiento de la respuesta del sistema aumenta, mientras que el máximo sobresalto se reduce.

Efectos de la adición de ceros en cascada a la función de transferencia

La adición de un cero a la función de transferencia en lazo abierto tiene el efecto de desplazar el lugar de las raíces hacia la izquierda del plano complejo s , lo cual tiende a hacer el sistema más estable [20]. Disminuye el tiempo de levantamiento de la respuesta, con la consecuencia de aumentar su máximo sobresalto. La adición de un cero en cascada con la función de transferencia significa agregar al sistema un control derivativo. El efecto de este control es introducir un grado de anticipación al sistema y acelerar la respuesta transitoria.

Es muy importante mencionar que el lugar geométrico de las raíces es un método aproximado y de resolución rápida por medio de un programa computacional, no obstante, su grado de exactitud en la vida real dependerá del grado de aproximación del modelo matemático del sistema y los parámetros considerados en la modelación del sistema en su conjunto.

Para realizar la sintonización del controlador por el método propuesto se utiliza la herramienta SISOTOOL de Matlab, cuyos pasos a seguir se detallan en el capítulo 5. El modelo de control PID a implementar está determinado por la siguiente expresión:

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (2.15)$$

Desarrollando la ecuación, se obtiene:

$$U(s) = \left(\frac{K_i + K_p s + K_d s^2}{s} \right) E(s) \quad (2.16)$$

Por tanto, la estructura que debe ser utilizada en SISOTOOL corresponde al modelo de compensador con dos ceros reales, un polo en el origen (integrador) y ganancia k :



$$C(s) = \frac{k(s + z_1)(s + z_2)}{s} \quad (2.17)$$

Una vez que el sistema cumpla con las especificaciones de diseño, se desarrolla aritméticamente la ecuación (2.17) y en comparación con (2.16) se obtienen los parámetros del controlador PID.

2.11. CONVERSION DIGITAL ANALÓGICA

Un valor representado en código digital puede ser convertido en un voltaje analógico proporcional al valor digital.

Muchos voltajes y corrientes en electrónica varían continuamente sobre cierto rango de valores. En los circuitos digitales las señales se encuentran en uno de dos niveles, los cuales representan valores binarios de uno y cero. Un convertidor digital-analógico (DAC) convierte un valor digital a un voltaje analógico.

Los DACs se usan cuando la salida de un circuito digital debe proporcionar un voltaje o corriente analógica para una aplicación determinada.

2.11.1. CONVERSIÓN POR RED DE ESCALERA (R-2R)

La conversión digital a analógica puede lograrse mediante varios métodos. Un esquema muy utilizado emplea una red de resistencias, denominada red de escalera R-2R (Fig. 2.14). Una red de escalera acepta entradas de valores binarios de, por lo general, 0V o V_{ref} y proporciona un voltaje analógico de salida proporcional al valor binario de entrada. En la figura se puede apreciar una red de escalera con ocho voltajes de entrada, que representan los 8 bits de datos digitales y un voltaje de salida analógica de corriente continua CC. El voltaje de salida es proporcional al valor de la entrada digital, según lo define la siguiente relación [21]:

$$V_o = \frac{D_0 \times 2^0 + D_1 \times 2^1 + D_2 \times 2^2 + D_3 \times 2^3 + D_4 \times 2^4 + D_5 \times 2^5 + D_6 \times 2^6 + D_7 \times 2^7}{2^8} V_{ref} \quad (2.18)$$

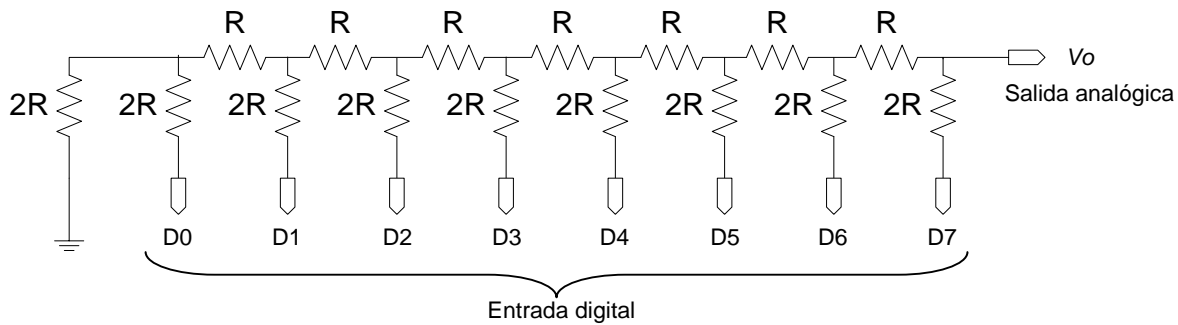


Figura 2.14. Convertidor digital-analógico de 8bits por red de escalera R2R

La función de la red de escalera es convertir los posibles 2^8 valores binarios de 00000000 a 11111111 en uno de los 2^8 niveles de voltaje en incrementos de $V_{ref}/2^8$. Mediante el uso de más segmentos de escalera es posible tener más entradas binarias y una mejor cuantización para cada incremento. Más etapas de escalera brindan una mejor resolución de voltaje, dado que reduce el error de cuantización.

La resolución de un DAC se define como el cambio menor que puede ocurrir en la salida analógica como resultado de un cambio en la entrada digital. La resolución también se le denomina *tamaño del escalón*, puesto que es la cantidad que V_o se incrementará cuando aumente el valor digital de entrada de un escalón al siguiente. El voltaje de salida máximo que puede proporcionar el DAC se denomina *salida a plena escala*.

En general, la resolución de voltaje para n etapas de escalera es [21]:

$$r = \frac{V_{ref}}{2^n} \quad (2.19)$$

Donde V_{ref} es la salida analógica a plena escala y n es el número de bits.

2.12. CONVERSIÓN ANALÓGICA DIGITAL

Un convertidor analógico-digital toma un voltaje analógico de entrada y después de cierto tiempo produce un código digital de salida que representa la entrada analógica. El proceso de conversión analógico-digital (ADC) por lo general es más complejo y lento que el digital-analógico (DAC) y se han desarrollado y empleado muchos métodos. Algunos ADC utilizan un DAC como parte de sus circuitos. A continuación se estudiarán 2 de los más comunes: rampa digital y aproximaciones sucesivas.



2.12.1. CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE RAMPA DIGITAL

Este tipo de convertidor analógico-digital emplea un convertidor digital analógico en un lazo de realimentación. La figura 2.15 muestra un diagrama general para esta clase de ADC. La sincronización, para realizar la conversión la proporciona la señal de reloj de entrada (CLK). La unidad de control contiene la circuitería lógica para generar la secuencia adecuada de operaciones en respuesta al COMANDO DE INICIO, el cual comienza el proceso de conversión. El comparador, implementado con amplificador operacional, tiene dos entradas analógicas y una salida digital que intercambia estados, dependiendo de cuál entrada analógica sea mayor.

La operación básica de los ADCs de este tipo consta de los siguientes pasos [22]:

1. El COMANDO DE INICIO genera una señal, dando inicio a la operación
2. A una frecuencia determinada por el reloj, la unidad de control continuamente modifica el número binario que está almacenado en el registro.
3. El número binario del registro es convertido en un voltaje analógico V_{AE} , por el DAC.
4. El amplificador operacional compara V_{AE} con la entrada analógica V_A . Mientras $V_{AE} < V_A$, el registro sigue incrementando valores digitales. Cuando V_{AE} excede a V_A por lo menos en una cantidad igual a V_T (voltaje umbral), el comparador proporciona una señal para detener el conteo del registro, este último número es el equivalente digital de V_{AE} y el equivalente digital aproximado de V_A , dentro de los límites de la resolución y exactitud del sistema.
5. La lógica de control activa la señal de fin de conversión, FDC, cuando la operación es completada.

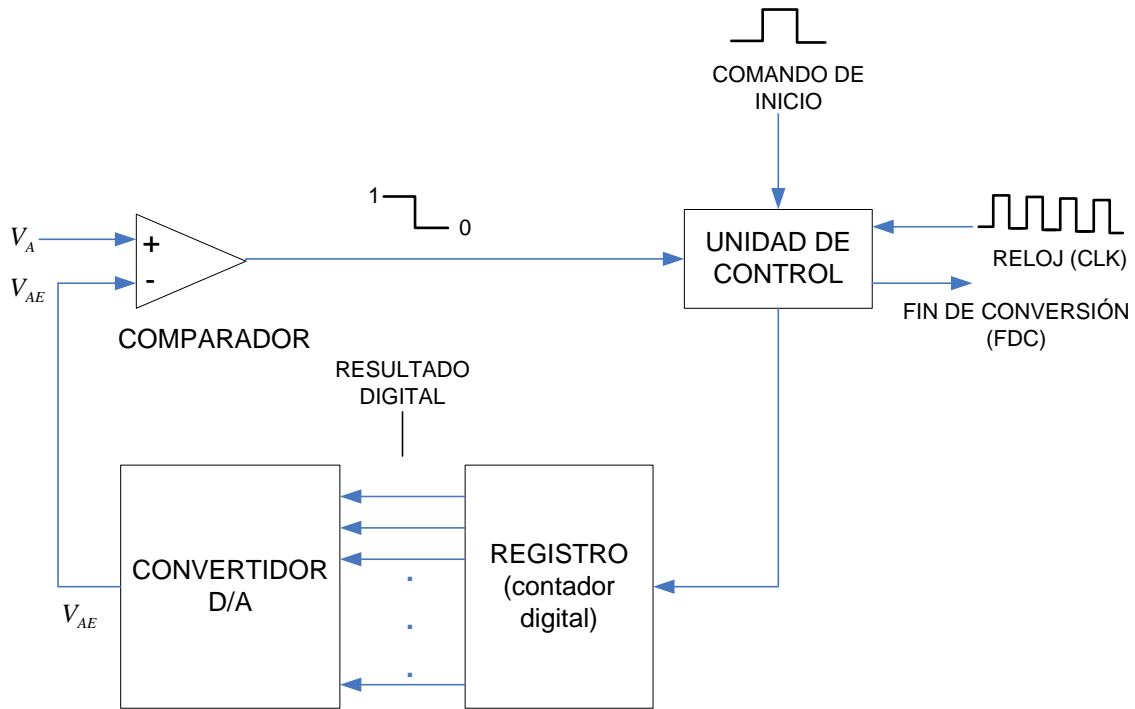


Figura 2.15. Diagrama básico de la conversión analógico-digital por rampa digital

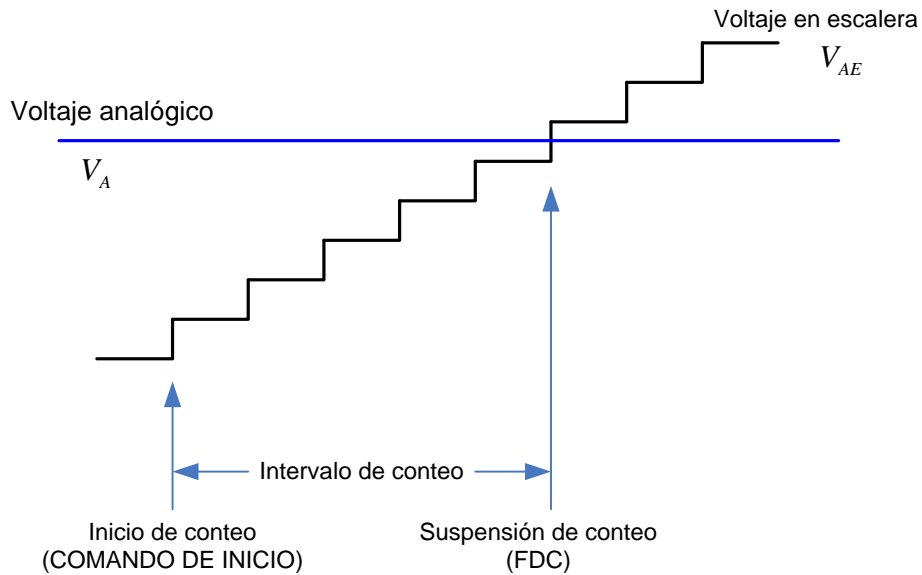


Figura 2.16. Forma de onda en los terminales de entrada del comparador

Como se puede observar, este tipo de ADC es una de las versiones más simples, dado que utiliza un comparador, un DAC y un contador binario como registro y permite que el



reloj incrementa el contador un escalón a la vez hasta que $V_{AE} \geq V_A$. Recibe el nombre de *ADC de rampa digital* porque la forma de onda en V_{AE} es una rampa (Fig. 2.16).

El principal inconveniente de este tipo de ADC es el tiempo de conversión variable, en función del número de bits a convertir (peso del código binario).

2.12.2. CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE APROXIMACIONES SUCESIVAS (CAS)

Este tipo de convertidor se usa ampliamente cuando se requiere un tiempo de conversión relativamente corto. La técnica básica es la de una aproximación sucesiva a un valor de la salida digital, alterando este valor cada vez, de tal manera que se aproxime a la salida correcta.

Este método se diferencia del anterior, en que, en lugar de utilizar un contador, se usa un programa de microordenador para realizar el algoritmo CAS. Se sigue utilizando un comparador y un DAC.

Los convertidores de aproximaciones sucesivas (CAS) tienen un valor fijo de tiempo de conversión que no depende del valor de la entrada analógica.

El algoritmo consiste esencialmente en la puesta del bit más significativo (MSB) de la entrada DAC en 1 y después los bits sucesivos en su orden de significación. En cada etapa o escalón, la salida del comparador es examinada para ver si la salida del DAC es mayor o menor que la entrada analógica. Si es mayor, el bit correspondiente que ha sido analizado es borrado y se pasa a analizar el que le sigue en orden. Si es menor, el bit analizado es mantenido en 1 y se analiza el próximo bit. El proceso se repite hasta que se analizan todos los bits.

Una vez analizados todos los bits del registro, la conversión está completa y la lógica de control activa su salida FDC para señalar que el equivalente digital de V_A ahora está en el registro (Fig.2.17).

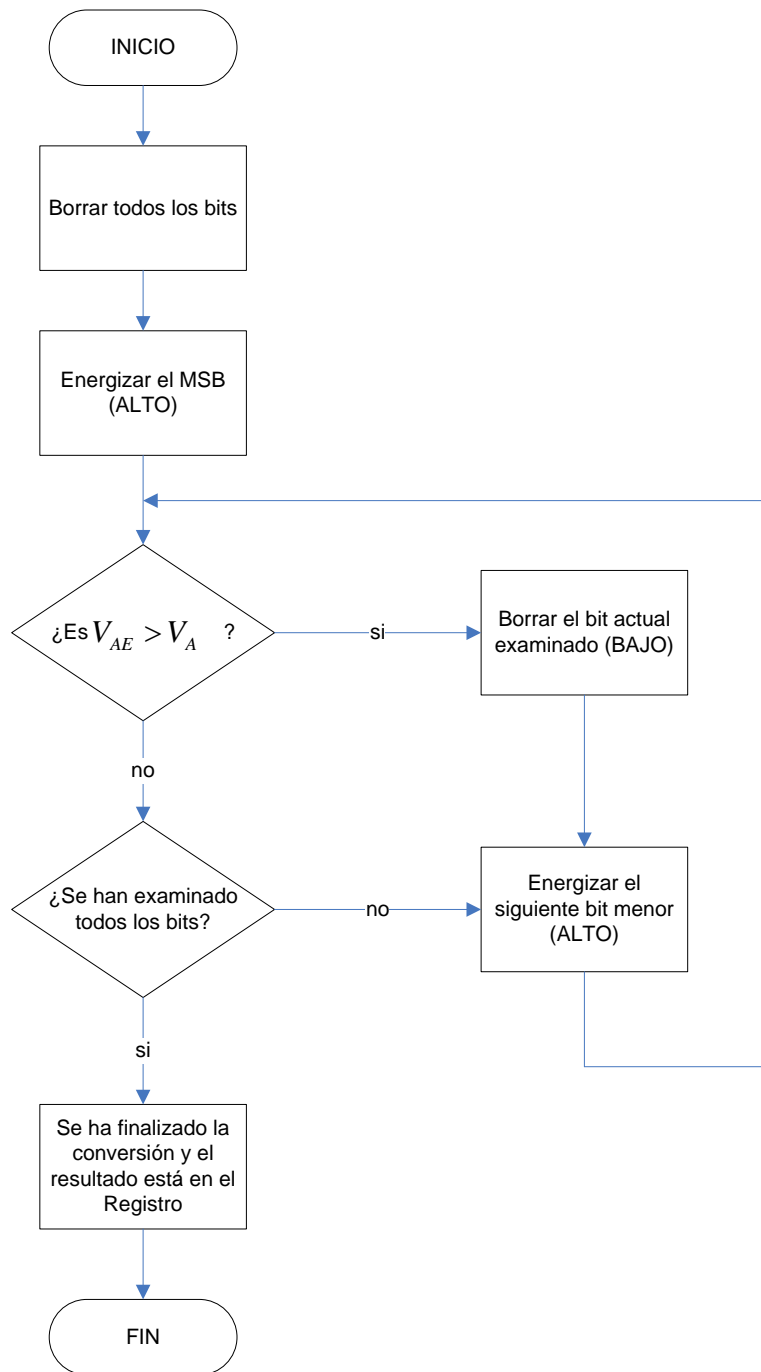


Figura 2.17. Diagrama de flujo del algoritmo de aproximaciones sucesivas CAS

En la operación antes descrita, la lógica de control pasa a cada bit del registro, lo fija a 1, decide si debe mantenerlo o no en 1 y pasa al siguiente bit (Fig. 2.18).

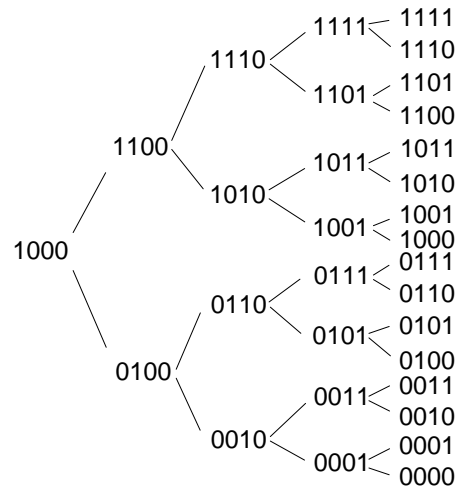


Figura 2.18. Secuencia de aproximación CAS de 4 bits

El tiempo de conversión será el mismo sin importar el valor de V_A . Esto se debe a que la lógica de control debe procesar cada bit para ver si se necesita o no un 1.

Dado que los CAS tienen tiempos de conversión relativamente cortos, su uso en aplicaciones de adquisición de datos permitirá que sean adquiridos más valores de datos en un intervalo determinado. Esto puede ser muy importante cuando los datos analógicos están cambiando a una frecuencia relativamente rápida.



CAPÍTULO 3

DETERMINACIÓN DEL TIPO DE PLANTAS CONTROLADAS

3.1. APLICACIÓN DE UNA ENCUESTA A ESTUDIANTES Y DOCENTES

Con el propósito de determinar el tipo de plantas controladas y sus respectivos controladores, que posteriormente serán diseñados, modelados y simulados en el presente proyecto, se ha considerado importante aplicar una encuesta a estudiantes y docentes de la escuela de Ingeniería Eléctrica. La evaluación de las mismas definirá el tipo general de prácticas y luego los equipos que puedan servir como apoyo pedagógico de las asignaturas Teoría de control, Instrumentación y asignaturas relacionadas.

Se ha escogido esta técnica de investigación porque aparte de ser la más utilizada, permite obtener información relativamente exacta de una manera económica, sencilla y rápida.

Como muestra o población de estudio se ha seleccionado a los docentes de las asignaturas Teoría de control, Instrumentación y relacionadas, y estudiantes de cuarto y quinto año de la escuela de Ingeniería Eléctrica, debido a que ya tomaron estas asignaturas y tienen una visión más clara de la metodología y forma de enseñanza impartida en clases, y cuáles son los aspectos más relevantes que debieron ser abordados en su momento.

Se aplicó una encuesta estructurada, puesto que la lista formal de preguntas, fue formulada a toda la población por igual.

La estructura de la encuesta aplicada se muestra a continuación:



**ENCUESTA PARA LOS DOCENTES Y ESTUDIANTES QUE HAN CURSADO O ESTAN
CURSANDO LAS ASIGNATURAS DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN**

La presente encuesta tiene la finalidad de determinar el tipo y cantidad de plantas controladas y sus respectivos controladores que puedan servir como apoyo pedagógico de las asignaturas Teoría de control e Instrumentación y otras asignaturas con ellas relacionadas.

- 1) Recordando cuando se estudiaron los conceptos teóricos y revisaron ejemplos, puede usted mencionar una o dos plantas controladas (o en general controladores) que le parecieron interesantes para comprender mejor la teoría:

- 2) En el área de la Ingeniería Eléctrica; según su criterio, cuáles serían las aplicaciones prácticas de los sistemas de control que deberían ser analizadas en clase para visualizar la importancia de esta área técnica:

- 3) Mencione alguno o algunos sistemas de control automáticos que conoce usted se utilizan en nuestro medio ya sea en el ámbito industrial o en cualquier otro ámbito:

- 4) Marque con una (X) el tipo de plantas controladas que podrían ser de su interés para realizar prácticas de laboratorio:

Planta controlada de tipo: Electromecánico
Electrónica
Hidráulica
Neumática
Térmica
Otra (sugiera):

Gracias por su colaboración.



3.2. RECOLECCIÓN DE DATOS Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

La encuesta fue aplicada a un total de 35 personas, específicamente, 5 docentes, 18 estudiantes de cuarto año y 12 estudiantes de quinto año de la escuela de Ingeniería Eléctrica.

Con respecto al primer ítem de la encuesta, se pide a los estudiantes hacer memoria, cuando se estudiaron los conceptos teóricos y revisaron ejemplos, qué plantas controladas, o en general, qué controladores les parecieron interesantes para comprender mejor la teoría.

La mayoría de estudiantes coinciden en que los controladores que, a su criterio, son interesantes llevarlos a la práctica y así complementar los conocimientos teóricos adquiridos son:

- Controlador Proporcional.
- Controlador Proporcional-Integral.
- Controlador Proporcional-Derivativo.
- Controlador Proporcional-Integral-Derivativo.

Un pequeño grupo de estudiantes, mostraron interés en la implementación de controladores digitales por medio de computador o micro-controlador.

Para el segundo ítem, que hace referencia a qué aplicaciones prácticas de los sistemas de control deberían ser abordadas en clases para visualizar la importancia de esta área técnica, los estudiantes concuerdan en:

- Aplicaciones en la industria, exponer cómo se implementan los sistemas de control en esta área, complementar estos conocimientos con proyectos en donde los estudiantes puedan aplicarlos.
- Control de velocidad de motores, ya que son ampliamente utilizados por los sistemas de generación de energía eléctrica, procesos industriales, entre otros.

Analizando el tercer ítem, en donde se solicita a los estudiantes mencionar sistemas de control, de su conocimiento, que se utilizan en el medio ya sea en el ámbito industrial o cualquier otro. Los estudiantes respondieron los siguientes:

- Control de velocidad de motores
- Control de temperatura
- Control de nivel de líquido
- Control de humedad



- Automatización de procesos utilizando PLCs (Controlador Lógico Programable)
- Sistemas SCADA (Supervisión, Control y Adquisición de Datos)

3.3. TABULACIÓN Y GRAFICACIÓN DE DATOS

Finalmente, en el cuarto ítem, tanto a estudiantes como a docentes se pide marcar con una X el tipo de plantas controladas que podrían ser de su interés para realizar prácticas de laboratorio. Los resultados se muestran a continuación:

ENCUESTADOS		
ESTUDIANTES	4to AÑO	18
	5to AÑO	12
DOCENTES		5
TOTAL		35

Tabla 3.1. Número de encuestados

DOCENTES		
PLANTA	SELECCIÓN	PORCENTAJE %
Electromecánica	4	29
Electrónica	3	21
Hidráulica	2	14
Térmica	4	29
Neumática	1	7
TOTAL	14	100

Tabla 3.2. Selección de plantas controladas (Docentes)



ESTUDIANTES 4TO AÑO		
PLANTA	SELECCIÓN	PORCENTAJE %
Electromecánica	14	34
Electrónica	6	15
Hidráulica	9	22
Térmica	11	27
Neumática	1	2
TOTAL	41	100

Tabla 3.3. Selección de plantas controladas (Estudiantes cuarto año)

ESTUDIANTES 5TO AÑO		
PLANTA	SELECCIÓN	PORCENTAJE %
Electromecánica	8	27
Electrónica	5	17
Hidráulica	10	33
Térmica	7	23
Neumática	0	0
TOTAL	30	100

Tabla 3.4. Selección de plantas controladas (Estudiantes quinto año)

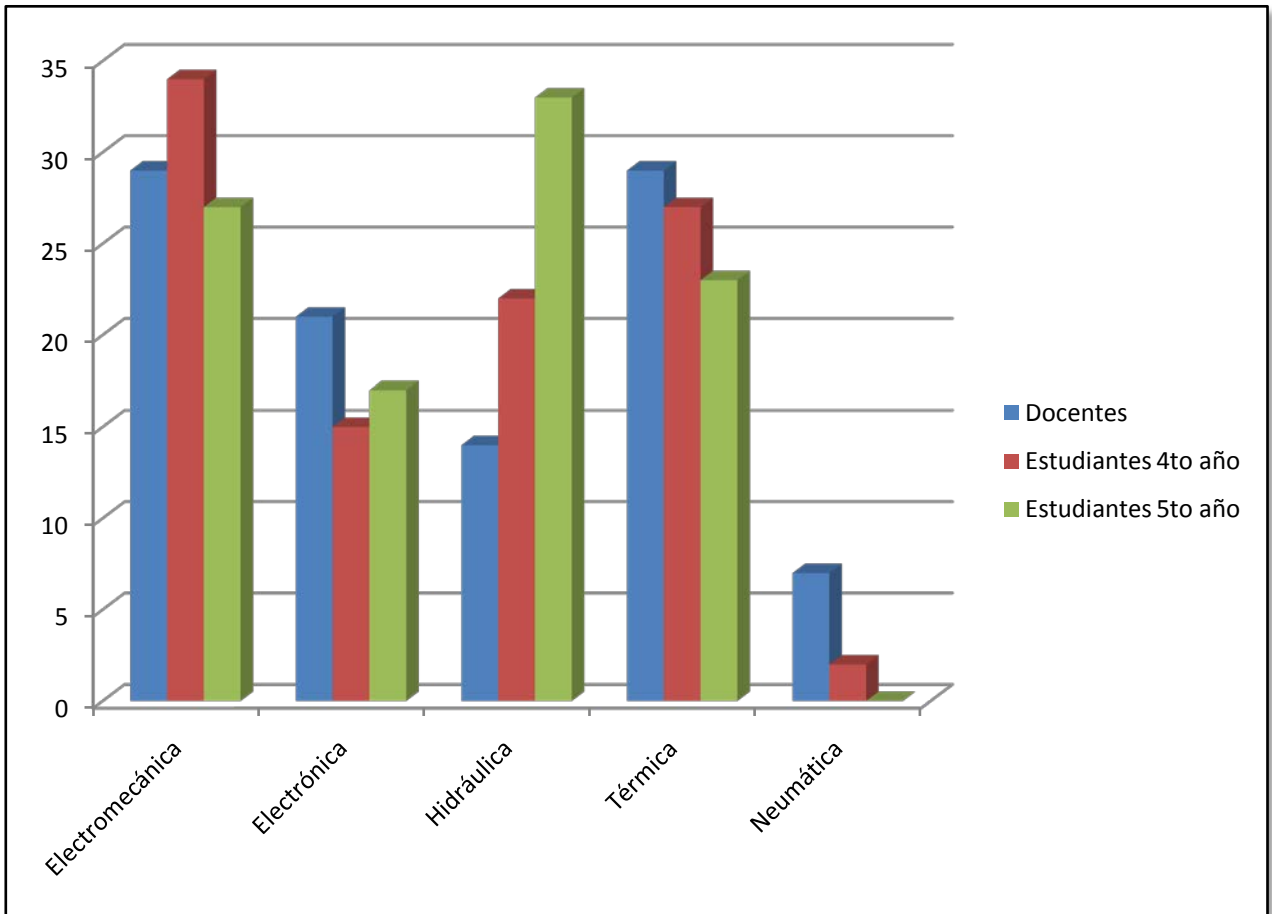


Figura 3.1. Preferencia de plantas controladas, tanto de los docentes como los estudiantes

TIPOS DE PLANTAS CONTROLADAS

PLANTAS	SELECCIÓN	PORCENTAJE %
Electromecánica	26	31
Electrónica	14	16
Hidráulica	21	25
Neumática	2	2
Térmica	22	26
TOTAL	85	100

Tabla 3.5. Preferencia de plantas controladas total

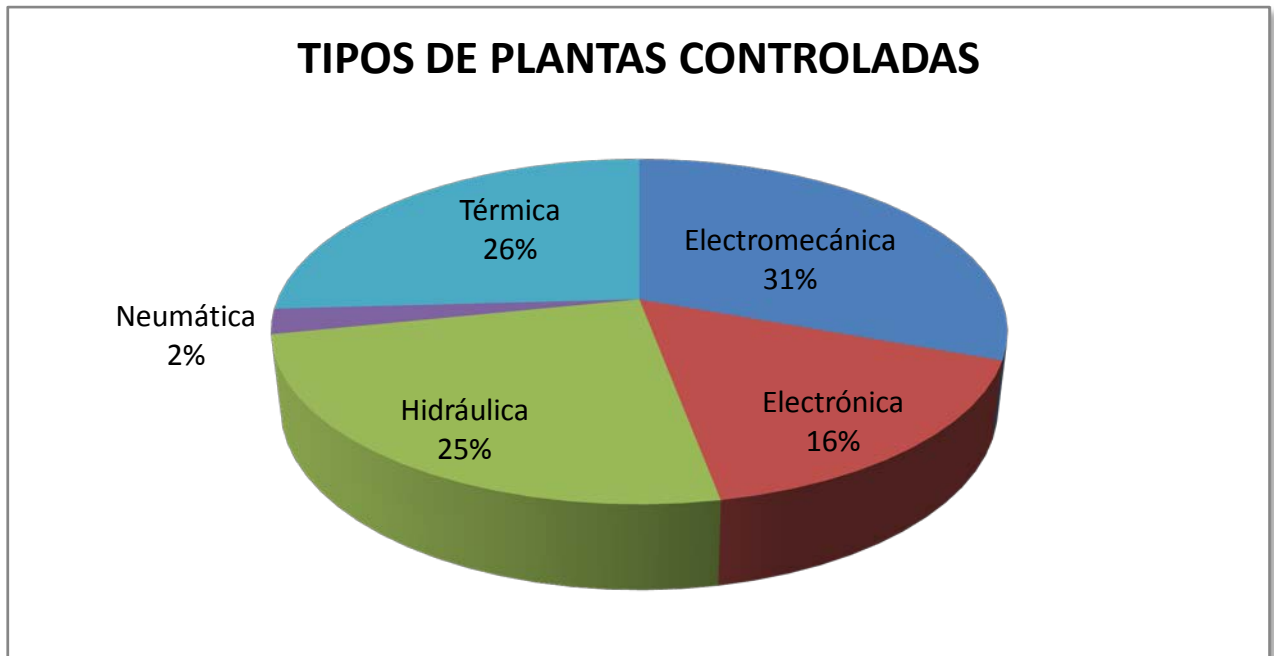


Figura 3.2. Preferencia de plantas controladas total

De los resultados, se puede concluir que tanto docentes como estudiantes, sugieren que las prácticas de laboratorio sean desarrolladas con los siguientes tipos de plantas controladas:

- Electromecánica 31%.
- Térmica 26%.
- Hidráulica 25%.
- Electrónica 16%.
- Neumática 2%.

3.4. PRIORIZACIÓN Y SELECCIÓN DE PLANTAS CONTROLADAS

Debido a que el objetivo general del presente proyecto es el diseño, modelación y simulación de 3 equipos básicos para iniciar la implementación de un laboratorio de Control Automático, es muy necesaria la priorización de las plantas controladas, en función de las sugerencias brindadas por los docentes y estudiantes de la escuela de Ingeniería Eléctrica.

Con esta premisa, se seleccionaron los tres tipos de plantas controladas con mayor porcentaje de preferencia: Electromecánica, Térmica e Hidráulica.



Ahora bien, analizando las respuestas del segundo ítem de las encuestas aplicadas, es posible especificar la aplicación de cada uno de los tipos de plantas controladas que conformarán los equipos didácticos:

TIPO DE PLANTA	APLICACIÓN DE CONTROL
Electromecánica	Control de velocidad de motor corriente continua.
Térmica	Control de temperatura de una cámara rectangular.
Hidráulica	Control de nivel de líquido de un contenedor.

Tabla 3.6. Aplicación de plantas controladas seleccionadas

La estructura, diseño, componentes y funcionamiento de cada una de las plantas seleccionadas, son abordadas con detalle en el Capítulo 4, mientras que su modelación matemática y simulación se la desarrolla en el Capítulo 5.

CAPÍTULO 4

DISEÑO DE EQUIPOS DE LABORATORIO PARA LAS PRÁCTICAS DE TEORÍA DE CONTROL E INSTRUMENTACIÓN

4.1. MÓDULOS COMPONENTES DEL CONTROLADOR ANALÓGICO

Los equipos didácticos a diseñar, modelar y simular responden a la siguiente estructura:

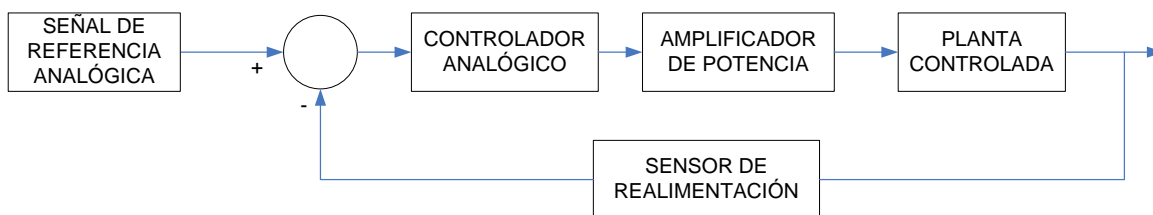


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un controlador analógico en lazo cerrado

Por tanto el diseño eléctrico y electrónico de cada una de las etapas tiene que ser compatible para poder interconectarlas y conformar el bloque de control analógico.

4.1.1. SEÑAL DE REFERENCIA

Cualquiera que sea la variable física a controlar (velocidad en RPM, temperatura en °C, nivel de líquido en cm), para este caso, la señal de referencia es de naturaleza eléctrica expresada en voltios. Se ha considerado el rango de 0 a 5V, de tal manera que el estudiante pueda variar el *set point* del controlador analógico.

4.1.2. SENSOR DE REALIMENTACIÓN

Como se estudió en el capítulo 2, la señal eléctrica de salida del sensor debe tener el mismo rango de valores que la señal de entrada de referencia para poder efectuar la operación de resta y así calcular el error de estado estacionario que sirve como entrada para el controlador. Por tanto se debe adecuar la señal eléctrica que brinda el sensor a un rango de tensión de 0 a 5V para que sea compatible con la señal de referencia.

4.1.3. CONTROLADOR ANALÓGICO

Recibe la señal eléctrica que representa el error en estado estacionario y la utiliza para realizar medidas correctivas, con el propósito de reducir este error a un valor muy



pequeño, por debajo de una tolerancia preestablecida, y cumplir con las especificaciones en el dominio del tiempo planteadas durante su diseño. Dado que este bloque está implementado con amplificadores operacionales, sufre el fenómeno de saturación, cuya tensión de salida máxima es aproximadamente un 90% de la tensión de alimentación [23]. En el presente caso, la tensión de alimentación es de $\pm 15V$ lo que significa que la salida de los amplificadores operacionales sería como máximo $\pm 13.5V$.

4.1.4. AMPLIFICADOR DE POTENCIA

La señal de salida del bloque controlador analógico muchas veces maneja niveles inferiores a la que requiere el actuador (planta controlada), por tanto es necesario amplificarla. En el punto anterior se mencionó que la señal máxima que pueden proveer los amplificadores operacionales es de $\pm 13.5V$, y los actuadores (temperatura, nivel y velocidad) necesitan una tensión en el rango de 0 a 120V para su correcto funcionamiento. Por tanto la utilización de un bloque Amplificador de Potencia se vuelve indispensable.

4.1.5. PLANTA CONTROLADA

Para la aplicación particular en el presente proyecto, la planta controlada constituye el medio en donde están montados físicamente los elementos: actuador y el sensor de realimentación.

4.1.5.1. ACTUADOR

El actuador permite, mediante la aplicación de una señal eléctrica, modificar las condiciones de una variable física (velocidad, temperatura, nivel de líquido, etc.). A continuación se presenta los actuadores que serán utilizados en el proyecto junto con la magnitud física a controlar y la señal eléctrica requerida:

ACTUADOR	VARIABLE FISICA A CONTROLAR	RANGO DE TENSIÓN NECESARIA
Motor	Velocidad de su eje en RPM.	0-120V
Calentador infrarrojo	Temperatura de una cámara en °C.	0-120V
Bomba de agua	Flujo de líquido surtido a un contenedor para controlar su nivel en centímetros.	0-120V

Tabla 4.1. Actuadores a utilizar en el proyecto

4.1.6. DISEÑO DEL CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO

La relación entrada-salida de un controlador proporcional-integral-derivativo es:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (4.1)$$

en donde K_p es la constante de acción proporcional, T_i es la constante de tiempo de la acción integral y T_d es la constante de tiempo de la acción derivativa, $E(s)$ es la señal de error y $U(s)$ la señal de control.

La ecuación (4.1) puede ser representada por el siguiente diagrama de bloques:

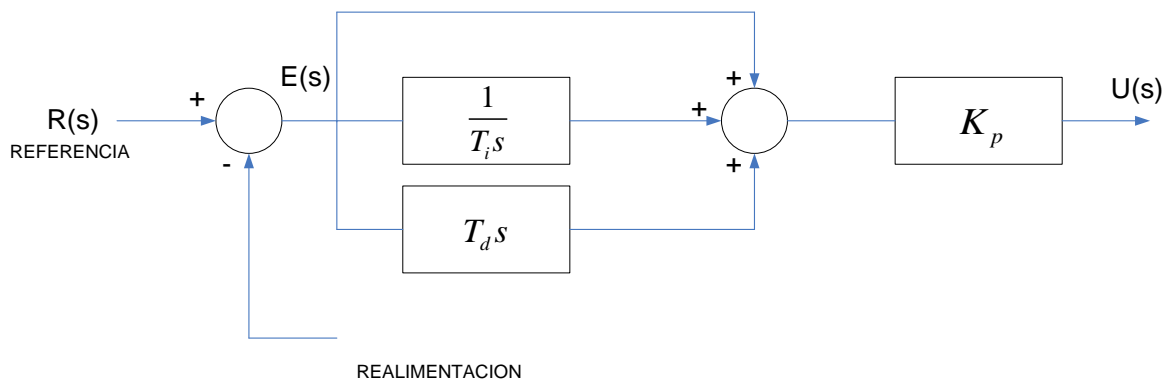


Figura 4.2. Diagrama de bloques del controlador PID paralelo

Para implementar electrónicamente el diagrama de bloques, se plantea la utilización de amplificadores operacionales en las configuraciones: restador de voltajes, inversor unitario, integrador inversor, derivador inversor, sumador inversor y amplificador/atenuador inversor, cuya disposición, en forma simplificada, se muestra en la figura 4.3.

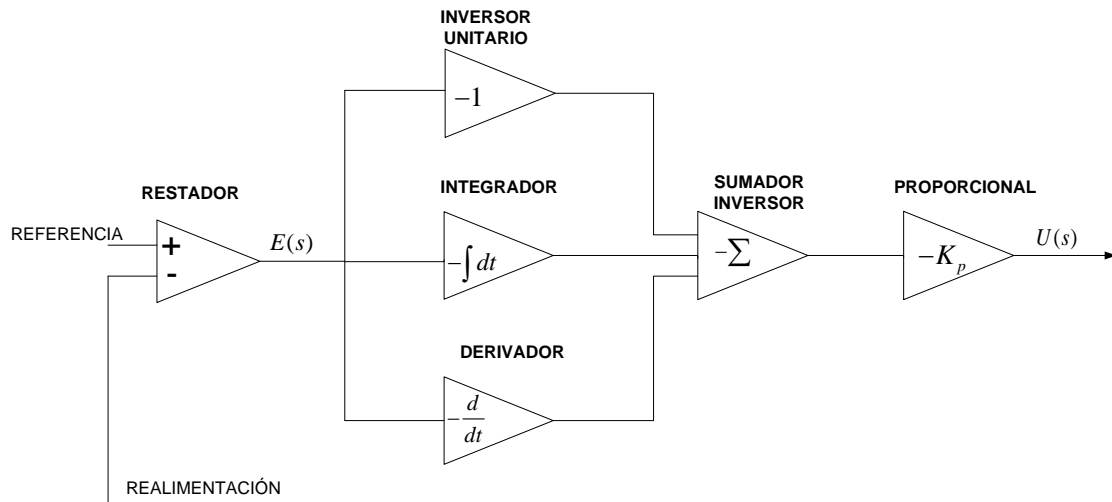
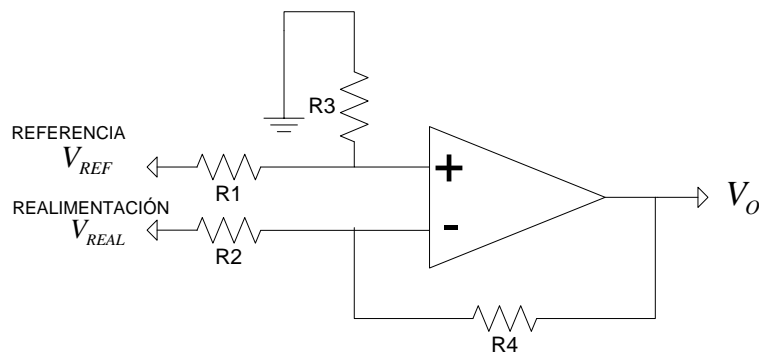


Figura 4.3. Implementación de controlador PID mediante amplificadores operacionales

A continuación se presentarán las diferentes configuraciones de los amplificadores operacionales con sus respectivas ecuaciones, para formar el bloque controlador analógico PID paralelo.

Comparador (Restador de voltajes)

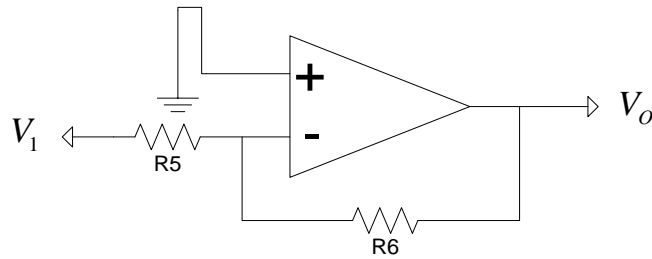


$$V_O = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{R_2 + R_4}{R_2} V_{REF} - \frac{R_4}{R_2} V_{REAL}$$

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$:

$$V_O = V_{REF} - V_{REAL} = E(s) \quad (4.2)$$

Inversor Unitario



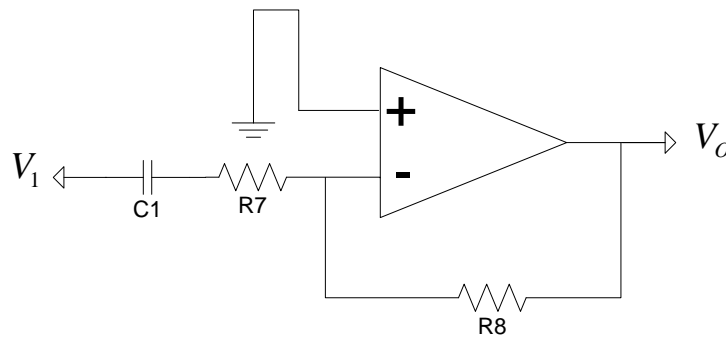
$$V_o = -\frac{R_6}{R_5} V_1$$

$$V_{ou} = -\frac{R_6}{R_5} E(s)$$

(4.3)

donde $R_5 = R_6$.

Diferenciador



$$V_o = -\frac{sR_8C_1}{sR_7C_1 + 1} V_1$$

Si $R_7C_1 \ll 1$, entonces:

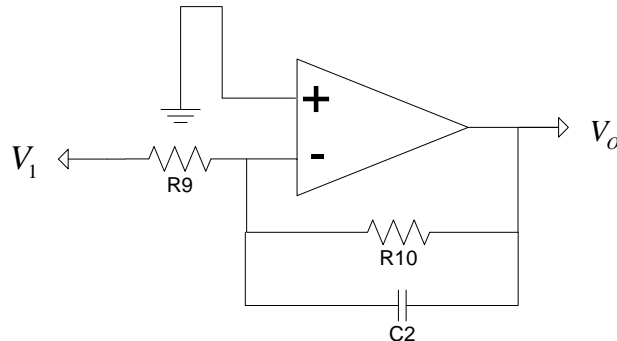
$$V_o = -\frac{sR_8C_1}{1} V_1 = -sR_8C_1 E(s)$$

$$V_{od} = -sR_8C_1 E(s)$$

(4.4)



Integrador

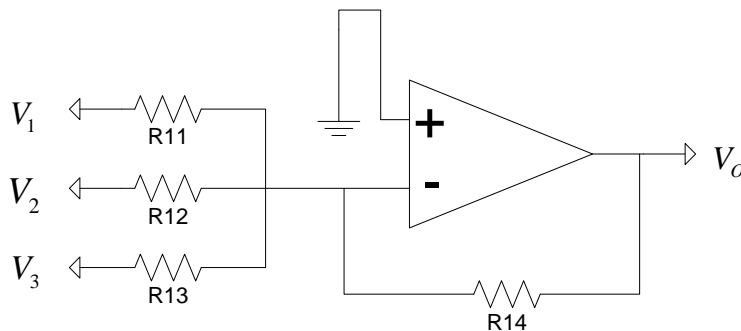


$$V_o = -\frac{R_{10}}{R_9} \frac{1}{sR_{10}C_2 + 1} V_1$$

Si $R_{10}C_2 \gg 1$, entonces:

$$V_o = -\frac{R_{10}}{R_9} \frac{1}{sR_{10}C_2} V_1 = -\frac{1}{sR_9C_2} V_1 = -\frac{1}{sR_9C_2} E(s)$$
$$V_{oi} = -\frac{1}{sR_9C_2} E(s) \quad (4.5)$$

Sumador Inversor



$$V_o = -\left(\frac{R_{14}}{R_{11}} V_1 + \frac{R_{14}}{R_{12}} V_2 + \frac{R_{14}}{R_{13}} V_3 \right) \quad (4.6)$$

Dado que las salidas tanto del inversor unitario, integrador y diferenciador deben ser sumadas, reemplazamos las ecuaciones (4.3), (4.4) y (4.5) en (4.6):

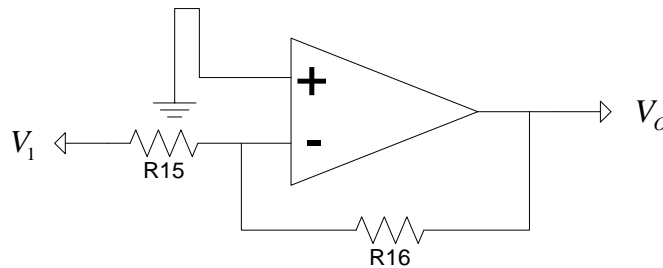


$$V_o = -\left(\frac{R_{14}}{R_{11}}V_{oIU} + \frac{R_{14}}{R_{12}}V_{oD} + \frac{R_{14}}{R_{13}}V_{oI}\right)$$

$$V_{OSI} = \left(\frac{R_{14}R_6}{R_{11}R_5} + \frac{R_{14}R_8C_1}{R_{12}}s + \frac{R_{14}}{R_{13}R_9C_2s}\right)E(s) \quad (4.7)$$

Proporcional (Amplificador/Atenuador Inversor)

La última etapa corresponde al amplificador/atenuador inversor:



$$V_o = -\frac{R_{16}}{R_{15}}V_1 \quad (4.8)$$

Reemplazando la ecuación (4.7) en (4.8), se tiene:

$$V_{OAI} = -\frac{R_{16}}{R_{15}}V_{OSI} = -\frac{R_{16}}{R_{15}}\left[\left(\frac{R_{14}R_6}{R_{11}R_5} + \frac{R_{14}R_8C_1}{R_{12}}s + \frac{R_{14}}{R_{13}R_9C_2s}\right)E(s)\right]$$

$$V_{OAI} = -\left(\frac{R_{14}R_6R_{16}}{R_{11}R_5R_{15}} + \frac{R_{14}R_{16}R_8C_1}{R_{12}R_{15}}s + \frac{R_{14}R_{16}}{R_{13}R_{15}R_9C_2s}\right)E(s)$$

Pero $R_5 = R_6$:

$$V_{OAI} = -\left(\frac{R_{14}R_{16}}{R_{11}R_{15}} + \frac{R_{14}R_{16}R_8C_1}{R_{12}R_{15}}s + \frac{R_{14}R_{16}}{R_{13}R_{15}R_9C_2s}\right)E(s) = U(s) \quad (4.9)$$

Desarrollando la ecuación (4.9) y reagrupando términos:

$$U(s) = -\frac{R_{14}R_{16}}{R_{11}R_{15}}\left(1 + \frac{R_8R_{11}C_1}{R_{12}}s + \frac{R_{11}}{R_{13}R_9C_2s}\right)E(s) \quad (4.10)$$



El signo negativo de (4.10) se debe a la acción inversora de cada una de las etapas. Nótese que la ecuación (4.10) tiene la forma de la expresión de un controlador PID paralelo (4.1):

$$U(s) = K_p \left(1 + T_d s + \frac{1}{T_i s} \right) E(s)$$

En donde:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{R_{14} R_{16}}{R_{11} R_{15}} \\ T_d &= \frac{R_8 R_{11} C_1}{R_{12}} \\ T_i &= \frac{R_9 R_{13} C_2}{R_{11}} \end{aligned}$$

Para la calibración de los parámetros K_p , T_d y T_i , se ha visto conveniente ajustar R_{16} , R_{12} y R_{13} respectivamente, con el fin de que la variación de cada uno de ellos sea totalmente independiente.

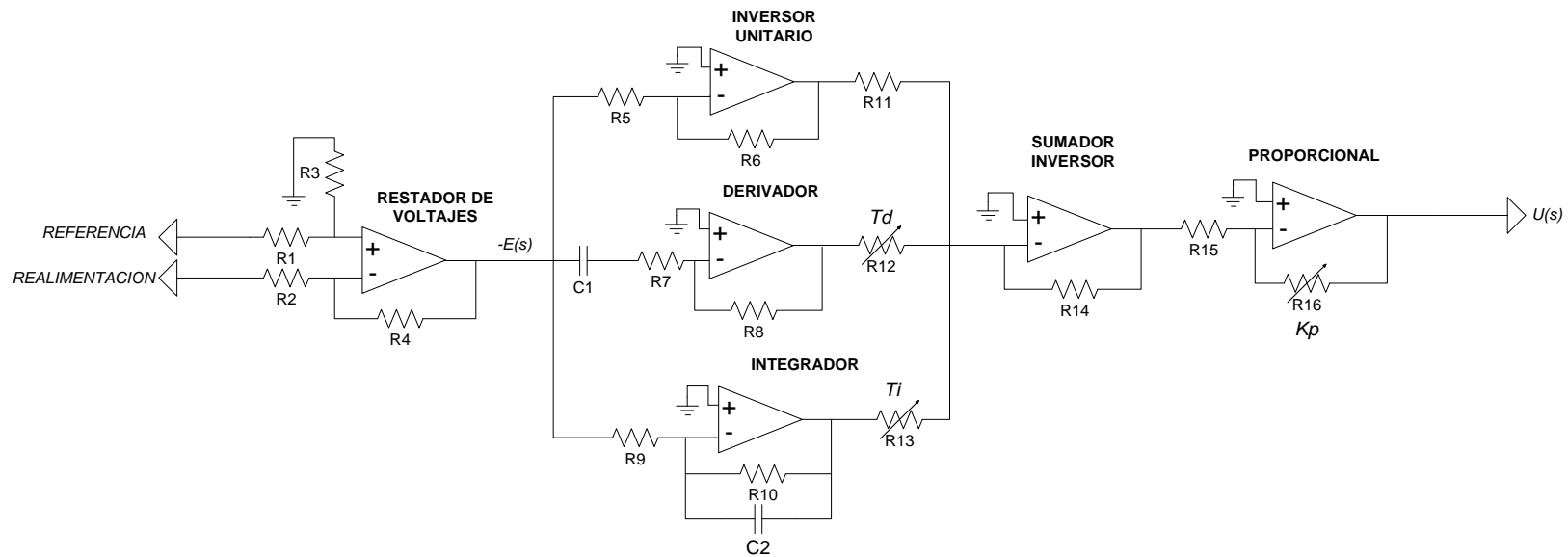
Para el dimensionamiento de los parámetros eléctricos del resto de componentes del circuito, se deben tener presente las siguientes consideraciones:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = R_3 = R_4 \\ R_5 &= R_6 \\ R_7 C_1 &\ll 1 \\ R_{10} C_2 &\gg 1 \end{aligned}$$

La figura 4.4 muestra el esquema eléctrico del controlador PID paralelo.



Esquema controlador PID paralelo



$$U(s) = -\frac{R_{14}R_{16}}{R_{11}R_{15}} \left(1 + \frac{R_8R_{11}C_1}{R_{12}}s + \frac{R_{11}}{R_{13}R_9C_2s} \right) E(s)$$

Figura 4.4. Esquema controlador analógico PID paralelo

4.1.7. DISEÑO DE PLANTAS CONTROLADAS

En esta sección se presenta el diseño de las plantas controladas definidas en el capítulo 3. En cada caso se expone el objetivo de la planta, los elementos que la conforman y finalmente una descripción de funcionamiento.

4.1.7.1. PLANTA DE CONTROL DE NIVEL DE LÍQUIDO

El objetivo que se persigue con esta planta es controlar la cantidad de líquido de un contenedor a un nivel preestablecido. Consta básicamente de los siguientes elementos:

- 2 contenedores.
- Sensor de nivel.
- Bomba eléctrica para agua.
- Tuberías PVC.
- Estante metálico.
- Válvula manual.

La configuración de la planta se muestra a continuación:

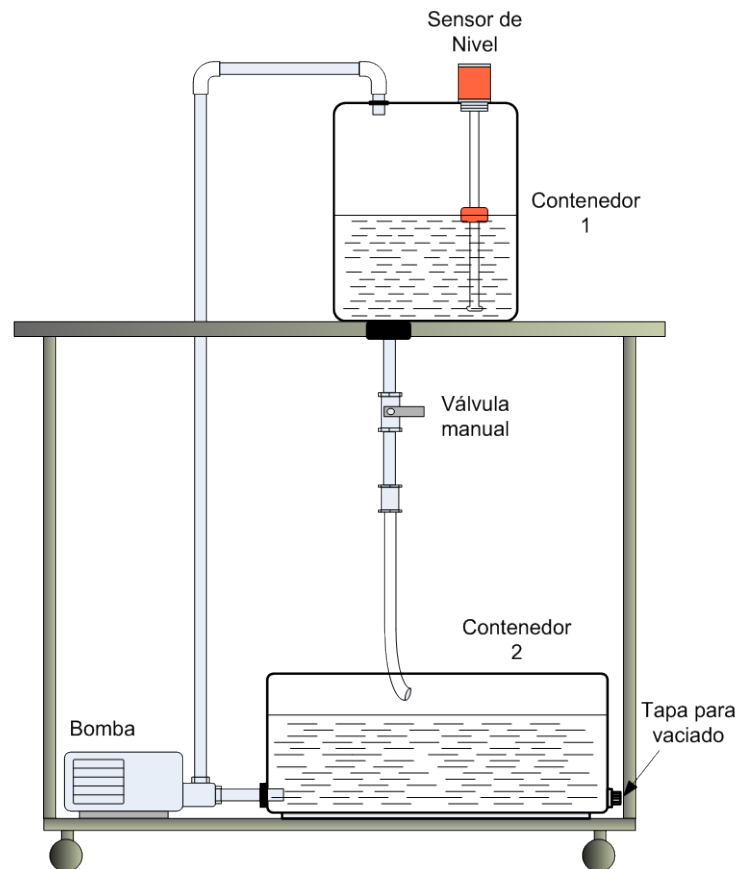


Figura 4.5. Planta de control de nivel de líquido

Descripción de funcionamiento:

Se desea controlar el nivel de líquido del contenedor 1 (*variable controlada*) mediante el bombeo de agua desde el contenedor 2. La bomba eléctrica (*actuador*) manipula el flujo de líquido hacia el contenedor 1 cuando se aplica una tensión eléctrica en sus bornes proveniente del *amplificador de potencia* que a su vez obedece al *controlador automático*. El *sensor* de nivel colocado en el contenedor 1 verifica su nivel de líquido actual, e informa al controlador automático por medio de un rango de voltaje para que éste tome medidas correctivas.

La válvula manual tiene dos funciones en la planta: la primera es desfogar el agua del contenedor 1 al contenedor 2 para que sea re-circulada por la bomba eléctrica y mantener un proceso constante; la segunda es permitir aplicar perturbaciones al proceso al abrirla o cerrarla bruscamente con fines de analizar la respuesta del controlador ante ellas.

El diagrama de bloques del sistema de control se muestra a continuación:

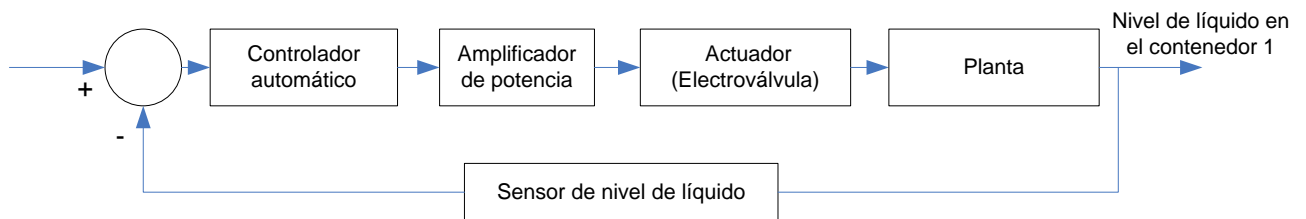


Figura 4.6. Diagrama de bloques de sistema de control de nivel de líquido en lazo cerrado

4.1.7.2. PLANTA DE CONTROL DE VELOCIDAD DE MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

El propósito de esta planta es mantener la velocidad del eje de un motor de corriente continua en un valor de referencia. Está conformado por los siguientes elementos:

- Motor de corriente continua.
- Sensor de velocidad (Tacómetro).
- Banda elástica para acoplamiento de los ejes del motor y sensor.

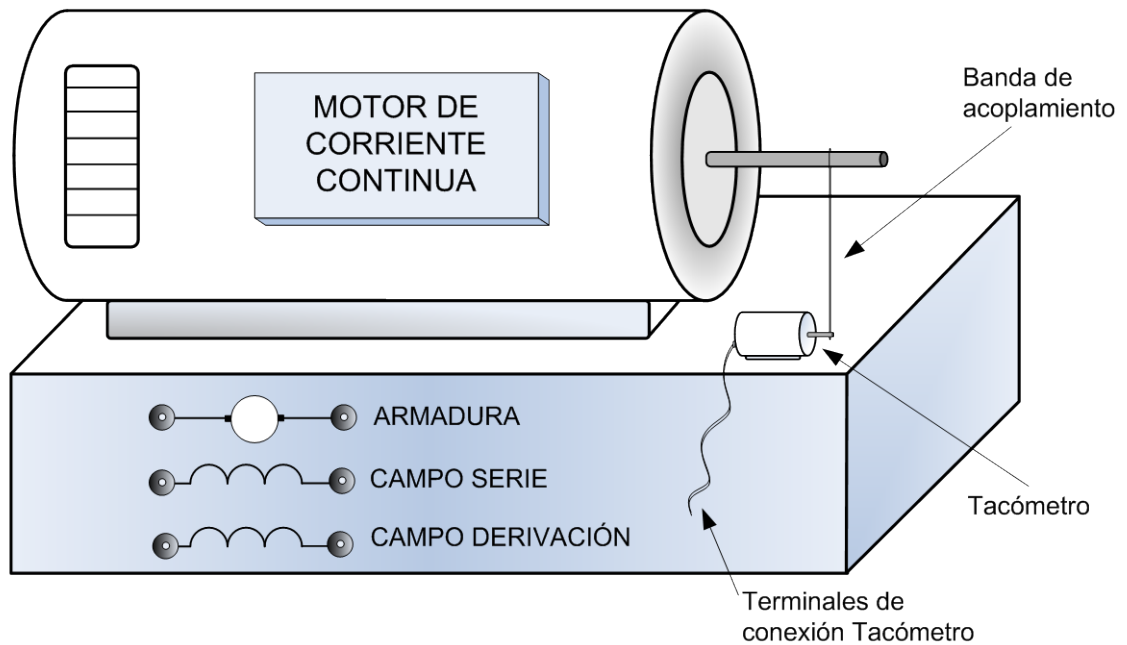


Figura 4.7. Planta de control de velocidad de motor de corriente continua

Circuito eléctrico equivalente del motor de corriente continua:

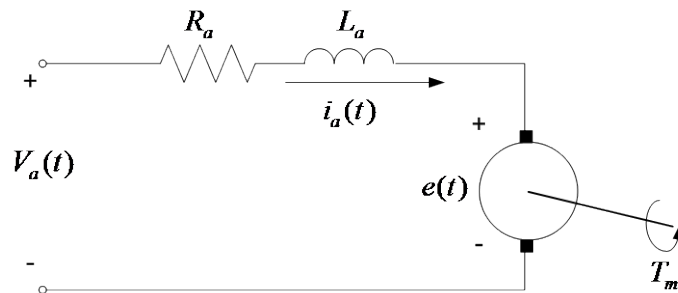


Figura 4.8. Circuito equivalente del motor de corriente continua

Descripción de funcionamiento:

Se trata de controlar la velocidad del eje de un motor de corriente continua (*actuador*). La variación de velocidad del eje se logra mediante la manipulación del voltaje aplicado al campo serie y armadura del motor V_a , señal brindada por el *amplificador de potencia* que obedece a acciones del *controlador automático*. El dato de velocidad actual es adquirido constantemente por el *sensor de velocidad* (tacómetro) que se encuentra acoplado al eje del motor por medio de una banda elástica, envía la información, por medio voltaje, al controlador automático para regularla.

El sistema de control se puede representar con el siguiente diagrama de boques:

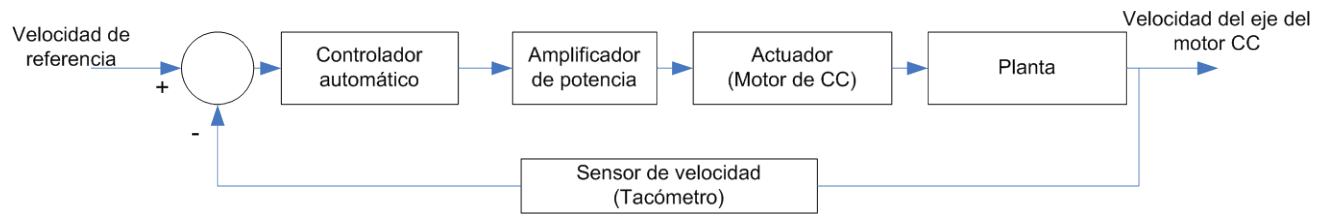


Figura 4.9. Diagrama de bloques de sistema de control de velocidad de motor CC en lazo cerrado

4.1.7.3. PLANTA DE CONTROL DE TEMPERATURA

Con esta planta se pretende regular la temperatura dentro de una cámara rectangular. Está formada por:

- Cámara rectangular.
- Lámpara infrarroja (Calentador).
- Soporte para luminaria (Boquilla).
- Sensor de temperatura (Semiconductor LM35).
- Ventilador.

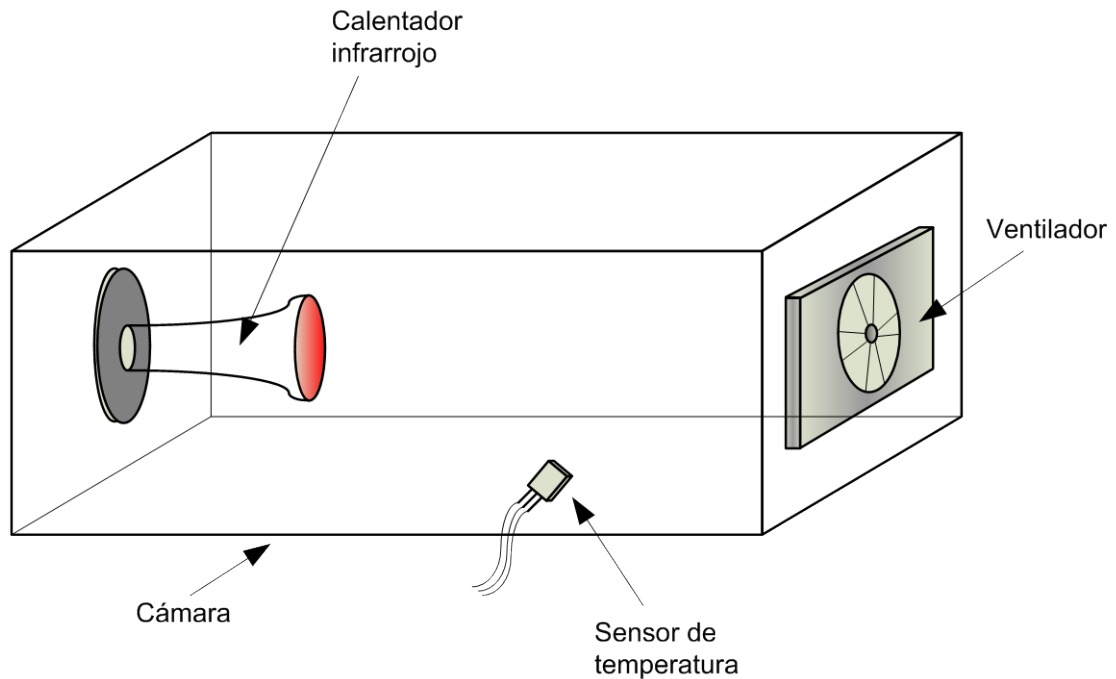


Figura 4.10. Planta de control de temperatura

Descripción de funcionamiento:

El control de temperatura en la cámara rectangular, se consigue aplicando un voltaje en bornes de la lámpara infrarroja (*actuador*), aumentando o disminuyendo la misma. Este

voltaje se obtiene del *amplificador de potencia*, que está gobernado por el *controlador automático*. La temperatura es verificada constantemente por un sensor, colocado dentro de la cámara, y el dato es convertido a voltaje para que el controlador automático pueda interpretarlo y tomar las acciones necesarias para regular el proceso.

El nivel de temperatura mínimo dentro de la cámara corresponde a la temperatura ambiente.

El ventilador tiene un funcionamiento encendido-apagado manual, y sirve para aplicar perturbaciones al proceso, dado que, al encenderlo, el aire exterior ingresa a la cámara variando las condiciones actuales de temperatura.

Diagrama de bloques del sistema de control:

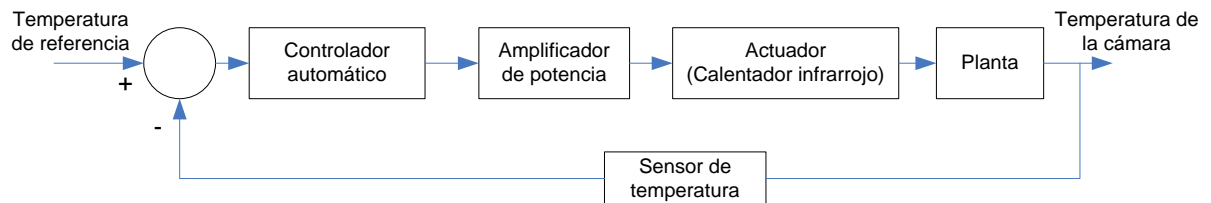


Figura 4.11. Diagrama de bloques de sistema de control de temperatura en lazo cerrado

4.1.8. AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Las plantas contraladas que componen los módulos didácticos (motor, bomba de agua y luminaria infrarroja) necesitan la entrega de una cantidad variable y controlada de energía eléctrica para su funcionamiento. Esta tarea es llevada a cabo por el amplificador de potencia, cuyos componentes básicos se muestran en la figura 4.12.

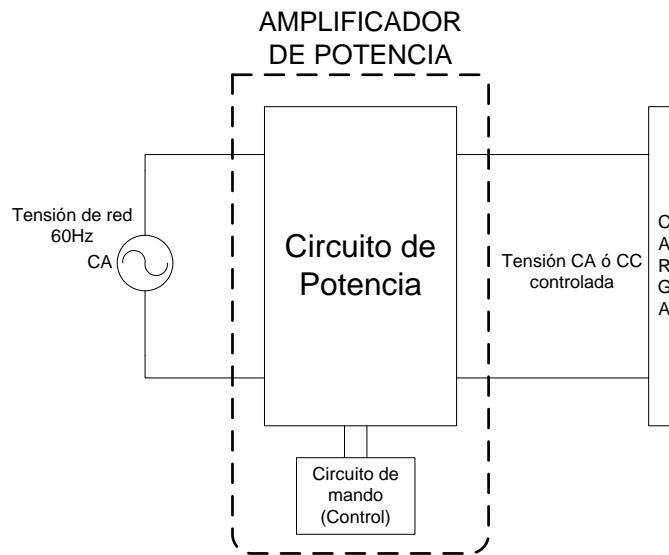


Figura 4.12. Esquema básico de un Amplificador de Potencia

El **circuito de potencia o fuerza** es el encargado de regular la energía (tensión y/o corriente CA o CC) que requiere la carga. Este circuito obedece a acciones de control externas, que en este caso es realizado por un **circuito de mando o control**, que por lo general maneja un nivel de energía mucho menor que el circuito de fuerza.

El circuito de potencia normalmente lo componen los siguientes elementos:

- Transistores
- Interruptores
- Relés
- Tiristores (SCR y TRIAC)
- Diodos
- Resistores
- Condensadores
- Inductores
- Otros

El circuito de mando o control puede estar compuesto de:

- Resistencias
- Inductores
- Capacitores
- Diodos
- Transistores
- Circuitos integrados
- Otros



Todos estos de baja potencia.

La selección de los componentes aquí citados depende de la aplicación y los criterios utilizados durante el diseño.

4.1.8.1. DISEÑO DEL AMPLIFICADOR DE POTENCIA

4.1.8.2. CIRCUITO DE POTENCIA

Dado que se desea controlar la energía suministrada a una carga, se ha optado por regular la corriente promedio que es entregada a ésta.

El principal componente a utilizar para este propósito es el Tiristor, específicamente el rectificador controlado de silicio SCR.

4.1.8.2.1. RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO SCR

Un rectificador controlado de silicio (SCR) es un dispositivo de tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta; usado para controlar el flujo de corriente hacia una carga (Fig. 4.13). Es un dispositivo pequeño y económico que no requiere mantenimiento y tiene muy bajas pérdidas de energía. Los SCR son ampliamente utilizados en el control industrial moderno.

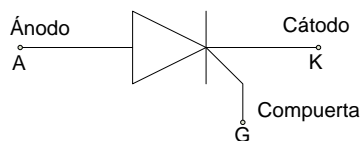


Figura 4.13. Símbolo y terminales de un SCR

Un SCR se asemeja a un interruptor. Cuando está encendido (ON), hay una trayectoria de flujo de corriente de baja resistencia del ánodo al cátodo. Se comporta entonces como un interruptor cerrado. Cuando está apagado (OFF), cesa el flujo de corriente del ánodo al cátodo. Por tanto actúa como un interruptor abierto. Dado que es un dispositivo de estado sólido, la acción de conmutación de un SCR es muy rápida.

Al ser un rectificador, este dispositivo permite solamente el paso de la corriente en una dirección (de ánodo a cátodo).

Para describir la operación de los SCR, es muy común utilizar el término *ángulo de retardo de disparo* (α), que es el número de grados de un ciclo de CA que transcurren

antes de que el SCR sea encendido. Si α es expresado en unidades de tiempo, su nombre cambiaría a *tiempo de retardo de disparo*.

El SCR es disparado (establecido en el estado ON), cuando se aplica un pulso de corriente a su compuerta (G). Una vez que un SCR se activa, no es necesario continuar el flujo de corriente en la compuerta. Cuando la corriente que fluye entre ánodo y cátodo cae por debajo de un umbral (corriente de retención) el SCR se apagará. Eso normalmente ocurre cuando la fuente de voltaje de CA pasa por cero, en su transición de positivo a negativo y viceversa.

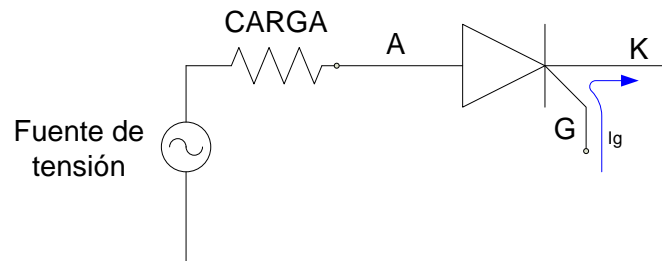


Figura 4.14. Conexión típica del SCR

Como se observa en la figura 4.14, el SCR es colocado en serie con la carga. La corriente promedio entregada a la carga puede variarse alterando la cantidad de tiempo en el cual el dispositivo esta encendido por ciclo de onda CA, α .

A continuación, en la figura 4.15, se muestran las formas de onda de tensión entre ánodo-cátodo y en la carga, cuando es aplicado un pulso del corriente en la compuerta I_g en un instante α luego del cruce por cero.

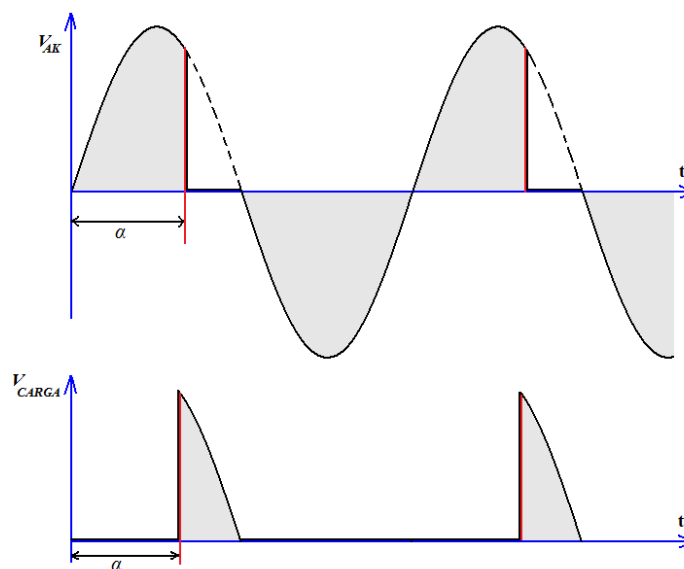


Figura 4.15. Formas de onda de tensión ánodo-cátodo y carga

De la figura se concluye que, si el SCR está en el estado encendido una pequeña parte del tiempo, el flujo de corriente promedio será pequeño. Mientras que si está en estado de encendido durante una gran parte del ciclo de tiempo, la corriente promedio será alta.

4.1.8.3. CIRCUITO DE MANDO

Esta etapa del amplificador de potencia es la que se encarga de controlar al circuito de potencia, para regular la cantidad de energía entregada a la carga. En la sección anterior se analizaron los dispositivos de potencia que permite variar de una manera controlada el flujo de corriente hacia una carga, los SCR (CC). Por tanto, lo que se pretende hacer ahora, es encontrar la circuitería de baja potencia que permita controlar la corriente de disparo de compuerta (I_g) de los dispositivos antes mencionados.

Existen varios métodos de control de disparo de compuerta. En el presente proyecto se analizan dos: mediante el transistor monounión UJT y mediante microcontrolador PIC.

4.1.8.3.1. CONTROL DE DISPARO DE COMPUERTA MEDIANTE UJT

Se plantea como primera opción el control de disparo de compuerta mediante utilización del transistor monounión UJT, dado que, permite establecer el punto de disparo del SCR por medio de una señal de voltaje de referencia.

Transistor monounión UJT

El transistor monounión (UJT) se utiliza comúnmente para generar señales de disparo en los SCR y TRIAC. Un UJT tiene tres terminales: Emisor, Base 1 y Base 2.

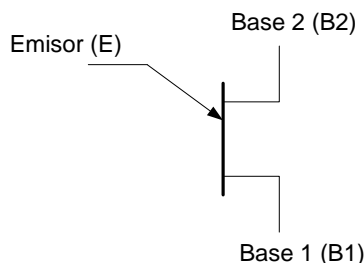


Figura 4.16. Símbolo y terminales del transistor monounión UJT

Su mayor aplicación es en la configuración de *oscilador de relajación*, cuya circuitería permite obtener pulsos de voltaje a una frecuencia f entre los terminales de la resistencia RB1.

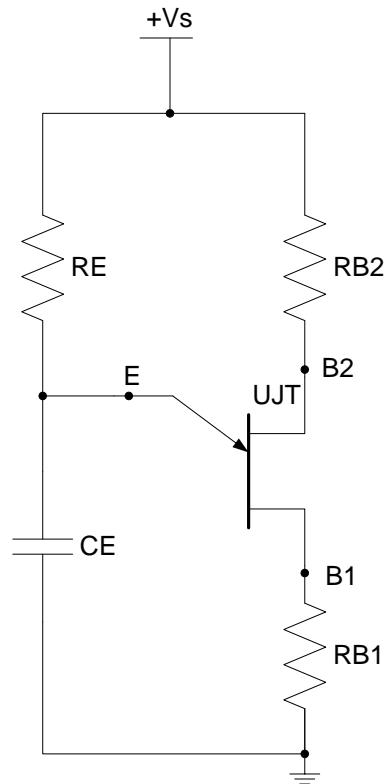


Figura 4.17. Oscilador de relajación con UJT

El oscilador de relajación inicia su funcionamiento cuando se aplica un voltaje de alimentación V_s continuo.

El periodo de oscilación T , es totalmente independiente del voltaje de alimentación V_s y está dado por:

$$T = \frac{1}{f} \approx R_E C_E \ln \frac{1}{1-\eta} \quad (4.11)$$

en donde η es la *razón de inactividad intrínseca* y es característico de cada UJT, dato que generalmente se lo puede encontrar en la hoja de especificaciones del dispositivo.

La ecuación (4.11) evidencia que, se puede variar la frecuencia de oscilación mediante los parámetros R_E y C_E .

La figura 4.18 muestra las formas de onda, tanto en el Emisor como en la Base 1 del oscilador de relajación:

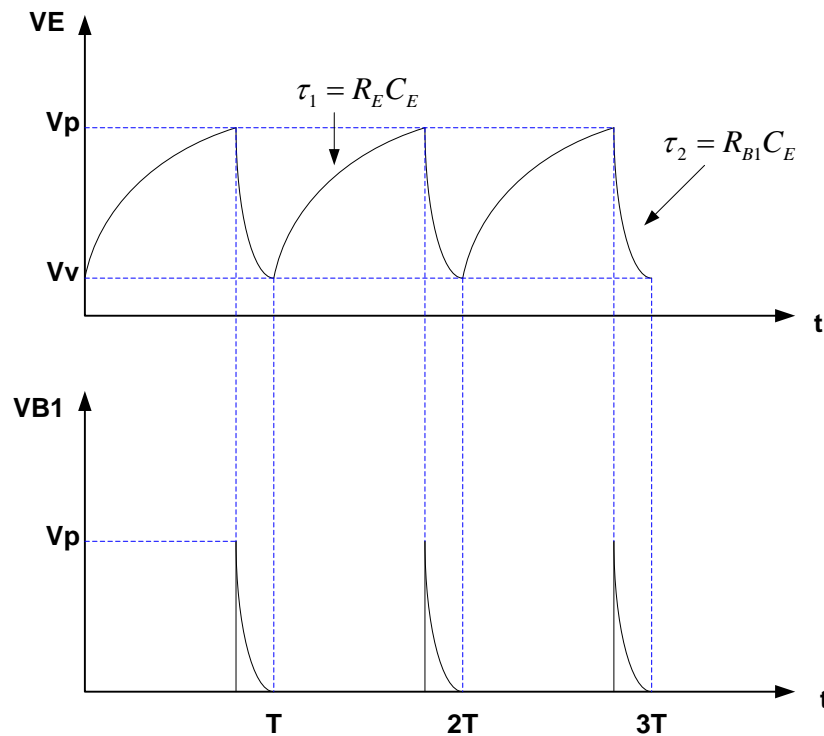


Figura 4.18. Formas de onda del oscilador de relajación con UJT

Los pulsos de voltaje que genera la Base 1 del UJT, son aplicados a la compuerta del SCR para encenderlo, pudiendo así controlar su tiempo o ángulo de retardo de disparo α , mediante la manipulación ya sea de R_E y/o C_E , que no hace más que variar la frecuencia del oscilador de relajación.

Sin embargo, esta configuración por sí sola no es suficiente para la aplicación deseada en el presente proyecto, puesto que no se tiene sincronismo con la tensión CA de la red, y el retardo de disparo del SCR sería inútil y muy inestable.

Como se mencionó anteriormente, el oscilador de relajación comienza su operación cuando se aplica un voltaje de alimentación V_s , por tanto, este debería empezar trabajar cada vez la onda alterna pase por cero, garantizando así su sincronización.

Además es de suma importancia aislar eléctricamente el circuito de mando con la red de alimentación CA de tal forma que una falla en ésta no comprometa el funcionamiento de los dispositivos de baja potencia que componen la etapa de mando. Esta protección se logra mediante un transformador, que además de reducir el nivel de tensión que requieren los elementos de baja potencia, brindan este aislamiento.

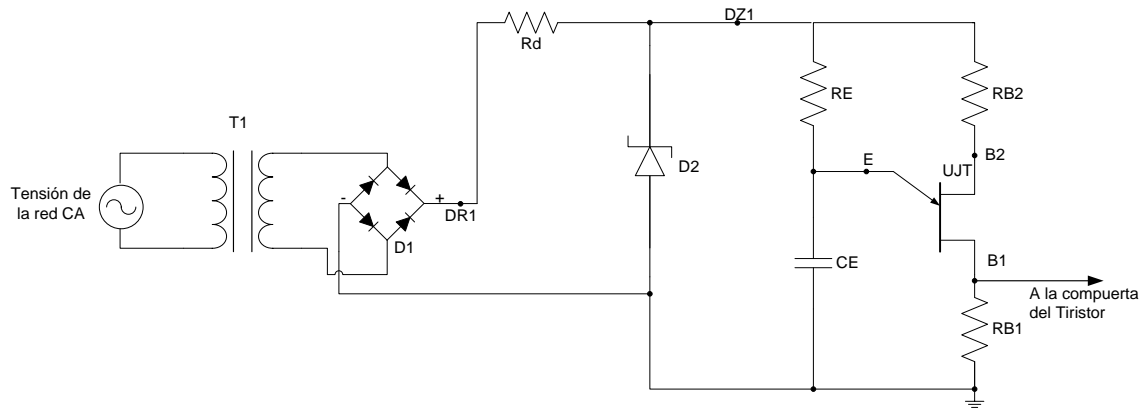


Figura 4.19. Circuito de control de disparo de compuerta de Tiristor (TRIAC-SCR) con sincronismo de línea de CA

En la figura 4.19 se puede observar un método muy común de disparo de SCR ó TRIAC con sincronismo de línea CA. El diodo Zener D2 recorta la forma de onda rectificada a la salida del puente rectificador, estableciendo el ciclo de trabajo del UJT, dado que este empieza oscilar en cuanto se le aplica un voltaje de alimentación V_s , que en este caso corresponde al que se encuentra en el punto DZ1, cada vez que la señal de alterna pasa por cero.

Con esto se logra la sincronización entre el disparo del Tiristor y el voltaje de línea CA, es decir, se garantiza que el Tiristor tenga el voltaje ánodo-cátodo correcto para encenderse.

La figura 4.20 muestra cada etapa de esta configuración. En (a) aparece la forma de onda a la salida del rectificador D1. El diodo Zener D2, recorta esta señal como se observa en (b). El UJT empezará a oscilar solamente en la parte plana de esta onda recortada, por tanto trabajará en sincronización con la tensión CA de entrada. En la figura (d) se muestra la forma de onda para una carga resistiva en CC con la utilización de un SCR. Las líneas diagonales representan la tensión entregada a la carga.

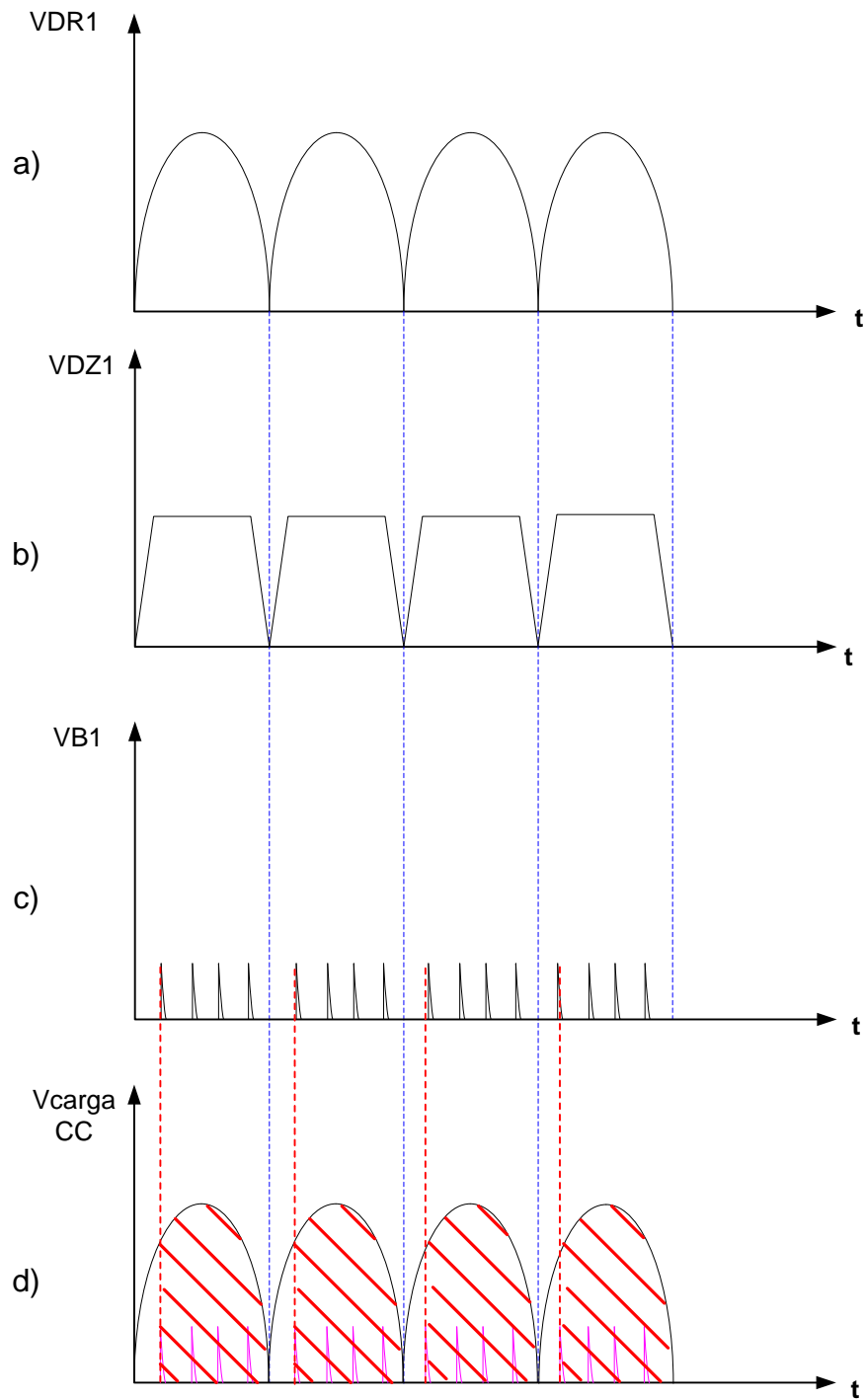


Figura 4.20. Formas de onda de tensión de las etapas del Circuito de control de disparo de compuerta de Tiristor mediante UJT

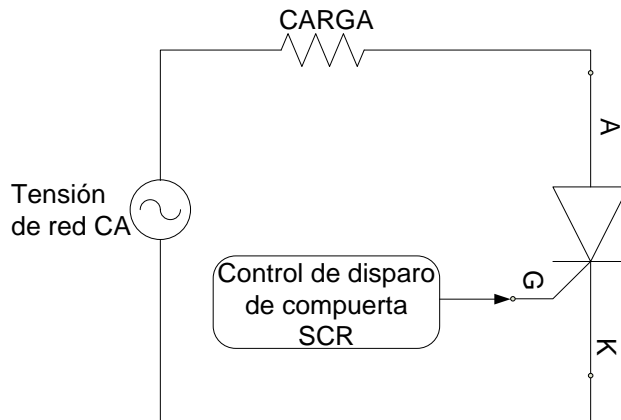


Figura 4.21. Conexión del circuito de control de disparo a la compuerta del Tiristor

Ahora bien, para adaptar el circuito al control por voltaje de referencia, se utilizan 2 transistores, un npn (Q1) y (pnp) Q2 (Fig. 4.22).

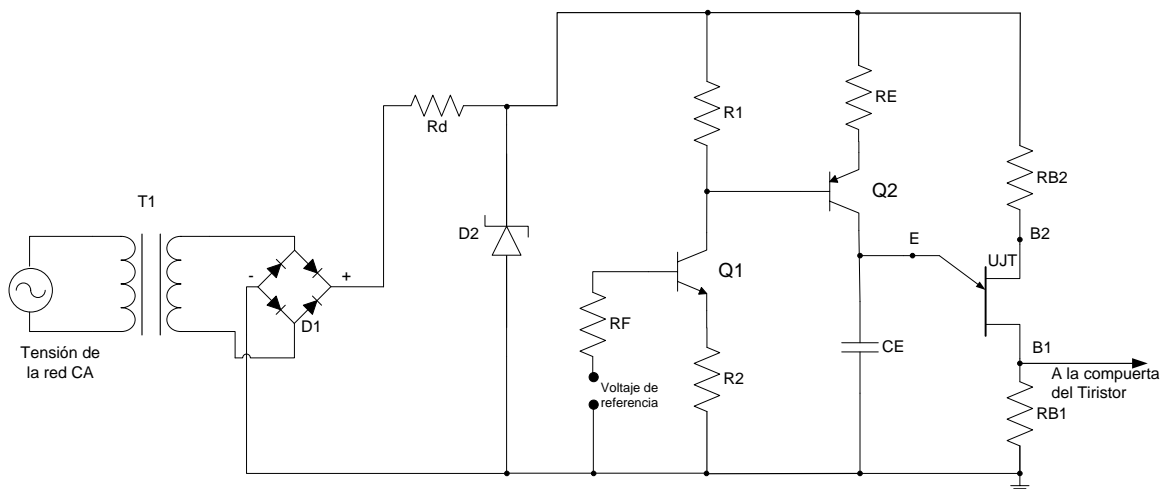


Figura 4.22. Circuito de control de disparo de compuerta de Tiristor (TRIAC-SCR) con voltaje de referencia

A continuación, se explica brevemente su funcionamiento. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión. Cuando se aplica un voltaje de referencia pequeño a la base del transistor Q_1 , este conduce muy poca corriente (colector-emisor), por tanto el voltaje a través de la resistencia R_1 será muy bajo. En estas circunstancias, el pequeño voltaje base-emisor aplicado al transistor Q_2 hace que éste conduzca muy poco, entonces, la razón de carga de C_E es muy lenta, por tanto el UJT se tardaría en producir el pulso de disparo de compuerta de Tiristor, por tanto la corriente de carga promedio sería pequeña. Recordar que la frecuencia de oscilación del UJT depende fundamentalmente de los parámetros R_E y C_E .



Por otra parte, si el voltaje de referencia es mayor que antes, Q1 conducirá mucho más, por tanto, el voltaje en R1 será mayor, originando un voltaje base-emisor capaz de hacer que Q2 conduzca más corriente emisor-colector, elevando la razón de carga de C_E , de tal forma que el UJT dispararía más rápido que antes, produciendo que la corriente promedio en la carga sea más alta.

Como pudo observarse, los UJT son muy versátiles como dispositivos de disparo para los SCR y TRIAC. A continuación se listan algunas razones por la cual se optó por la utilización de UJT para controlar el disparo de los tiristores [24]:

- El UJT produce una salida tipo pulso, que es adecuada para asegurar el encendido de un tiristor.
- El punto de disparo del UJT es muy estable sobre un rango de temperatura amplio.
- Los circuitos de disparo con UJT pueden adaptarse con facilidad para el control mediante voltaje de referencia.

Es importante mencionar que, si bien su circuitería es muy simple y económica, la relación entre la tensión de referencia y el retardo de los pulsos de disparo de compuerta presenta un comportamiento no lineal, lo que consiguientemente produce una salida no lineal de tensión en la etapa de potencia.

4.1.8.3.2. CONTROL DE DISPARO DE COMPUERTA MEDIANTE MICROCONTROLADOR PIC

La segunda opción propuesta para el control de disparo de compuerta de Tiristor es mediante la utilización de un microcontrolador PIC.

La principal razón es la linealidad que puede presentar el voltaje de referencia con respecto al retardo de los pulsos de disparo de compuerta, simplificando enormemente la modelación de este bloque en todo el sistema de control.

Un detector de cruce por cero proporciona la sincronización del circuito con la tensión CA de la línea. Los pulsos provenientes del detector ingresan al PIC por uno de sus puertos. La tensión analógica de referencia está conectada a uno de los canales del ADC que incluye el PIC.

A continuación se explica el funcionamiento de cada una de sus etapas, haciendo referencia a la figura 4.23:

Detector de cruce por cero: El circuito toma una señal de corriente alterna proveniente de la red y la reduce por medio del transformador T1. Dado que esta señal ingresará a un amplificador operacional, es necesario acondicionarla a un nivel aún menor. Esta reducción se lleva a cabo mediante el partidor de tensión formado por las resistencias

R13 y R14. La señal alterna reducida ingresa a un amplificador operacional en configuración comparador de voltajes U1(A), cuya referencia está colocada a tierra, de tal forma que la señal a la salida de U1(A) sea una onda cuadrada simétrica de frecuencia igual a la señal de entrada (60Hz). A la salida de U1(A), se coloca una red RC formada por R1 y C1 (Derivador) para obtener en su salida pulsos simétricos. En esta etapa, los pulsos aparecen cada vez que la onda de CA pasa por cero. Se desea en la salida del circuito que los pulsos tengan la misma polaridad. Se utilizan entonces los diodos D1 y D2, que discriminan los pulsos positivos y negativos respectivamente. Las resistencias R2 y R3 sirven de limitadoras de corriente para los diodos D1 y D2. Los pulsos en el cátodo de D1 son invertidos por el amplificador operacional U1(B) en configuración inversor de tensión unitario, para que tengan el mismo signo de los pulsos en el ánodo de D2. Los pulsos en la salida de U1(B) y el ánodo de D2 son superpuestos por el amplificador operacional sumador de tensión U1(C). A la salida del sumador, los pulsos poseen el mismo signo y aparecen cada vez que la tensión CA de la red pasa por cero. Dado que los pulsos de sincronización tienen que ingresar por uno de los puertos del PIC, es necesario acondicionar la amplitud de éstos a la entrada máxima permitida por el PIC, su tensión de alimentación, que corresponde a 5V. Para ello se utiliza un transistor NPN Q1 en cuyo colector los pulsos son invertidos y su tensión establecida a 5V.

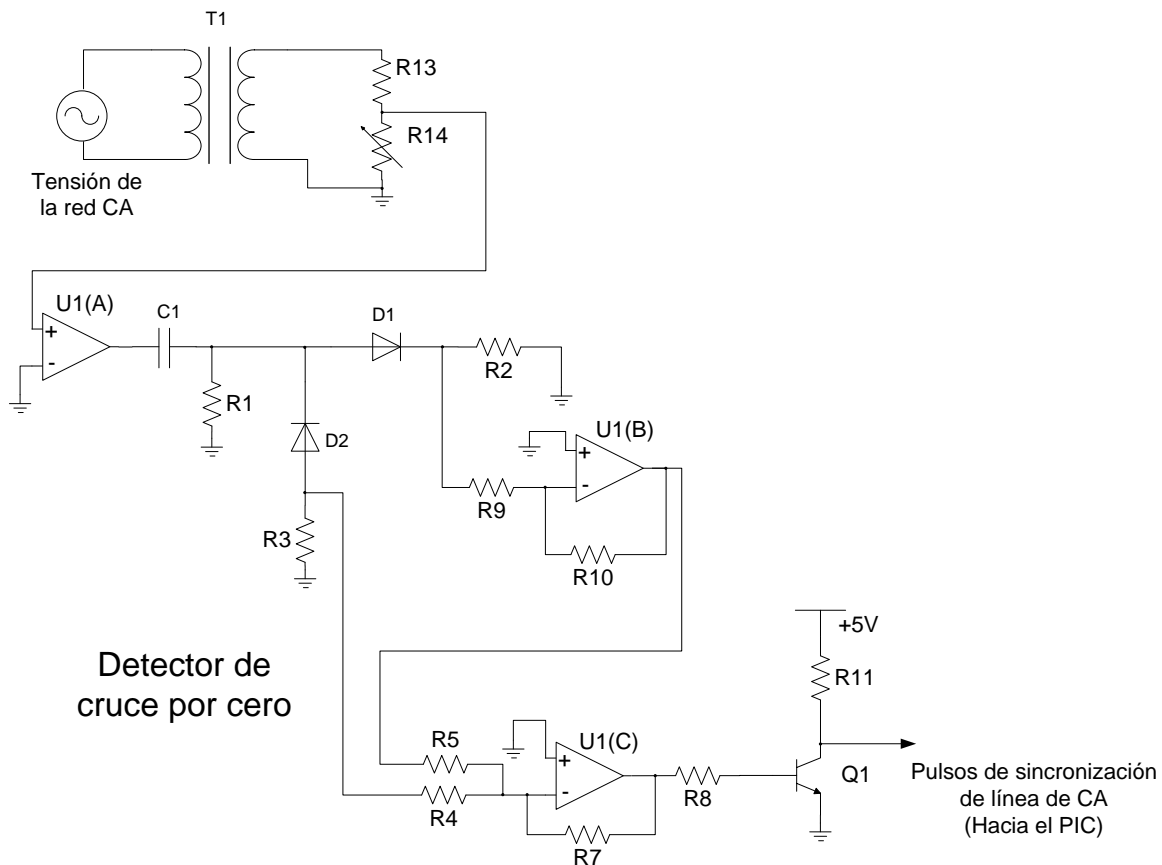


Figura 4.23. Esquema eléctrico del detector de cruce por cero

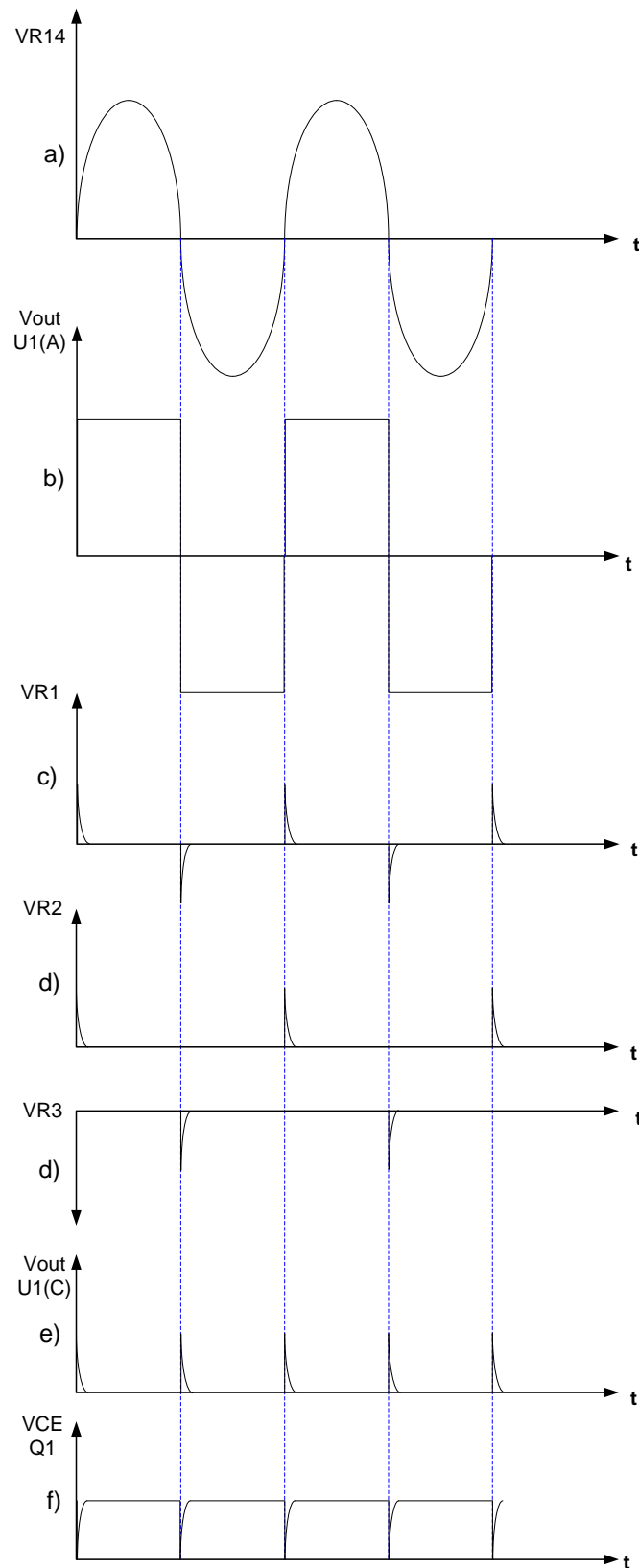


Figura 4.24. Formas de onda de tensión de las etapas del detector de cruce por cero



Un algoritmo implementado en el microcontrolador PIC, utiliza la señal de sincronización de línea CA y la tensión de referencia analógica para llevar a cabo las siguientes instrucciones:

Inicio:

Espera el pulso de sincronización, proveniente del detector de cruce por cero.

Iniciar conversión del ADC.

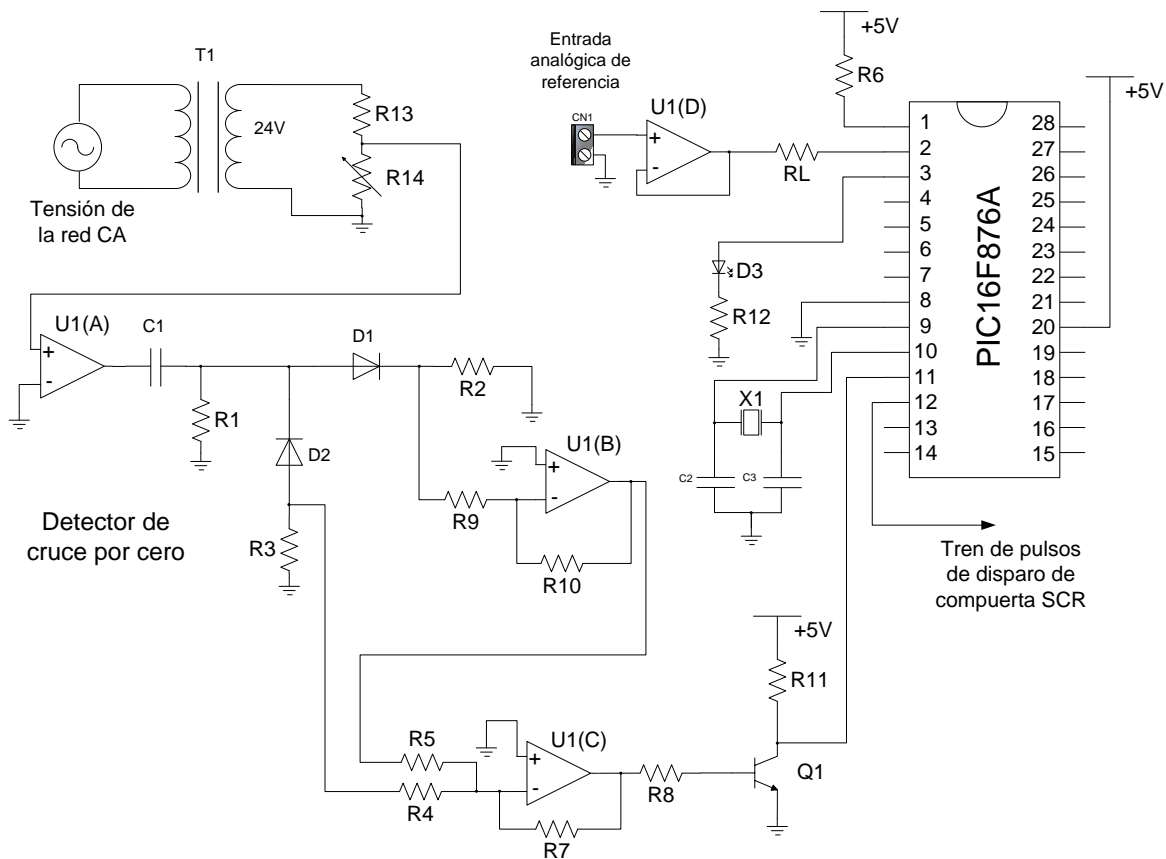
Lee el dato convertido por el ADC que representa la tensión de referencia.

Produce un retardo proporcional a la tensión de referencia de entrada.

Envía un tren de pulsos para disparo de compuerta de tiristor por un puerto.

Ir a inicio

Cuando se conectan cargas inductivas en los amplificadores de potencia, el inicio de conducción del Tiristor no queda bien definido, pues el periodo de conducción depende del factor de potencia de la carga. En esta situación resulta necesario disparar el tiristor en forma continua, no obstante, esta solución aumenta las pérdidas de energía en el Tiristor. Es preferible en este caso enviar un tren de pulsos a la compuerta del Tiristor y con esto garantizar su encendido [25]. Esto justifica el hecho de que en el algoritmo del PIC se efectúe esta acción.



Circuito de mando

Figura 4.25. Control de disparo de compuerta mediante microcontrolador PIC

4.1.8.4. AISLAMIENTO ELÉCTRICO ENTRE CIRCUITO DE MANDO Y POTENCIA

Como se ha mencionado reiteradamente en esta sección, en un amplificador de potencia aparecen diferentes niveles de tensión en sus distintas terminales. En la mayoría de los casos el circuito potencia está sujeto a un alto voltaje, por lo general mayor a 100V, y el circuito de mando (compuerta) se mantiene a un bajo voltaje, generalmente menor a 30V [25].

Por tanto, es necesario brindar un aislamiento eléctrico a estas dos etapas, para que ante cualquier fallo en la etapa de potencia no afecte a la de mando. Esto se lleva a cabo ya sea mediante transformadores de pulso, o mediante acopladores ópticos (opto-acopladores).

En el presente proyecto, se utilizarán opto-acopladores, ya que son más pequeños, livianos y económicos que los transformadores de pulso.

La conexión entre el circuito de mando y potencia mediante el uso de un opto-acoplador se muestra en el siguiente diagrama de bloques:



Figura 4.26. Diagrama de bloques de un amplificador de potencia con acoplamiento óptico

En el mercado existen diversos tipos: por fototransistor, foto-darlington, foto-SCR, foto-TRIAC, foto-FET, etc. Se utilizará un foto-TRIAC por la disponibilidad en el mercado local.

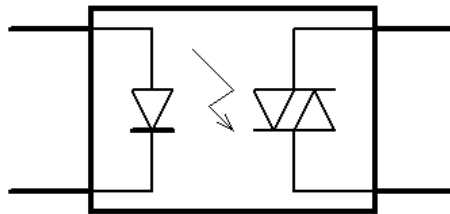


Figura 4.27. Opto-TRIAC para aislamiento eléctrico

4.1.8.5. PROTECCIÓN DEL TIRISTOR CONTRA dV/dt

Cuando la elevación de voltaje ánodo-cátodo (dV/dt) es alta, el tiristor puede llegar a dispararse sin necesidad de que se aplique una corriente de compuerta. Esto es indeseable en aplicaciones de control, por tanto es necesario proteger al dispositivo de este efecto. El crecimiento súbito de tensión puede darse por la aparición de señales transitorias en los terminales del tiristor.

Los tiristores, soportan un determinado valor dV/dt que por lo general viene indicado en las especificaciones del fabricante.

El dV/dt se puede limitar mediante la instalación de una *red RC* en paralelo al tiristor, conocida como *circuito de freno* (Fig. 4.28). Con este circuito el voltaje a través del tiristor se elevará en forma exponencial.

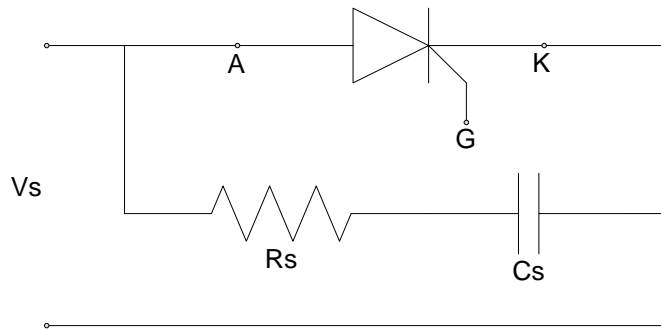


Figura 4.28. Protección de tiristor contra dV/dt ánodo-cátodo

Se pueden dimensionar los parámetros de esta red, de forma práctica, mediante la siguiente expresión [26]:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{0.632V_s}{R_s C_s} \quad (4.12)$$

donde la razón dV/dt es característica de fabricación de cada tiristor, y V_s es la tensión de alimentación.

Existe una práctica adicional para aumentar la capacidad dv/dt de un tiristor que consiste en colocar una red RC en *paralelo* entre compuerta-cátodo, que además ayuda a eliminar los componentes de ruido de alta frecuencia.

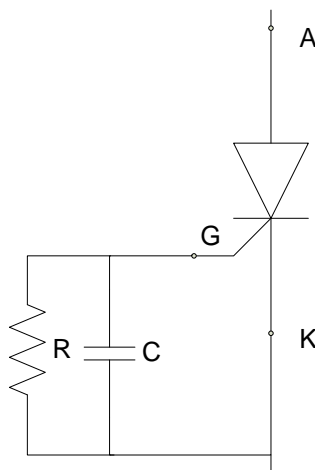


Figura 4.29. Protección de tiristor contra dV/dt compuerta-cátodo



Diseño del amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante UJT:

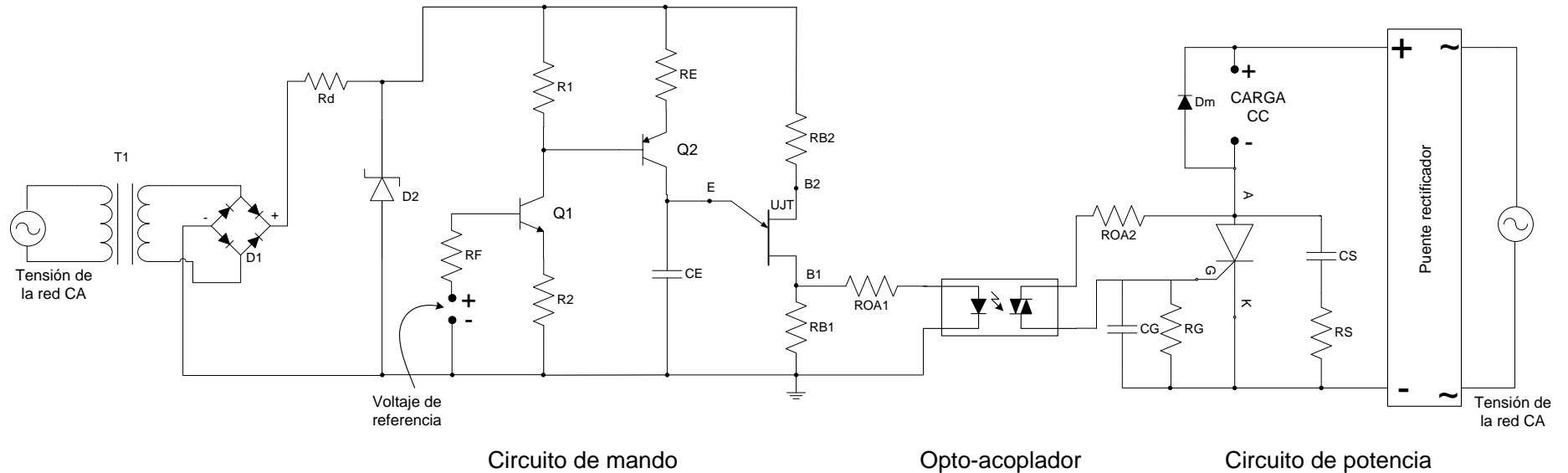


Figura 4.30. Amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante UJT, identificando cada una de sus etapas



Diseño del amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante PIC:

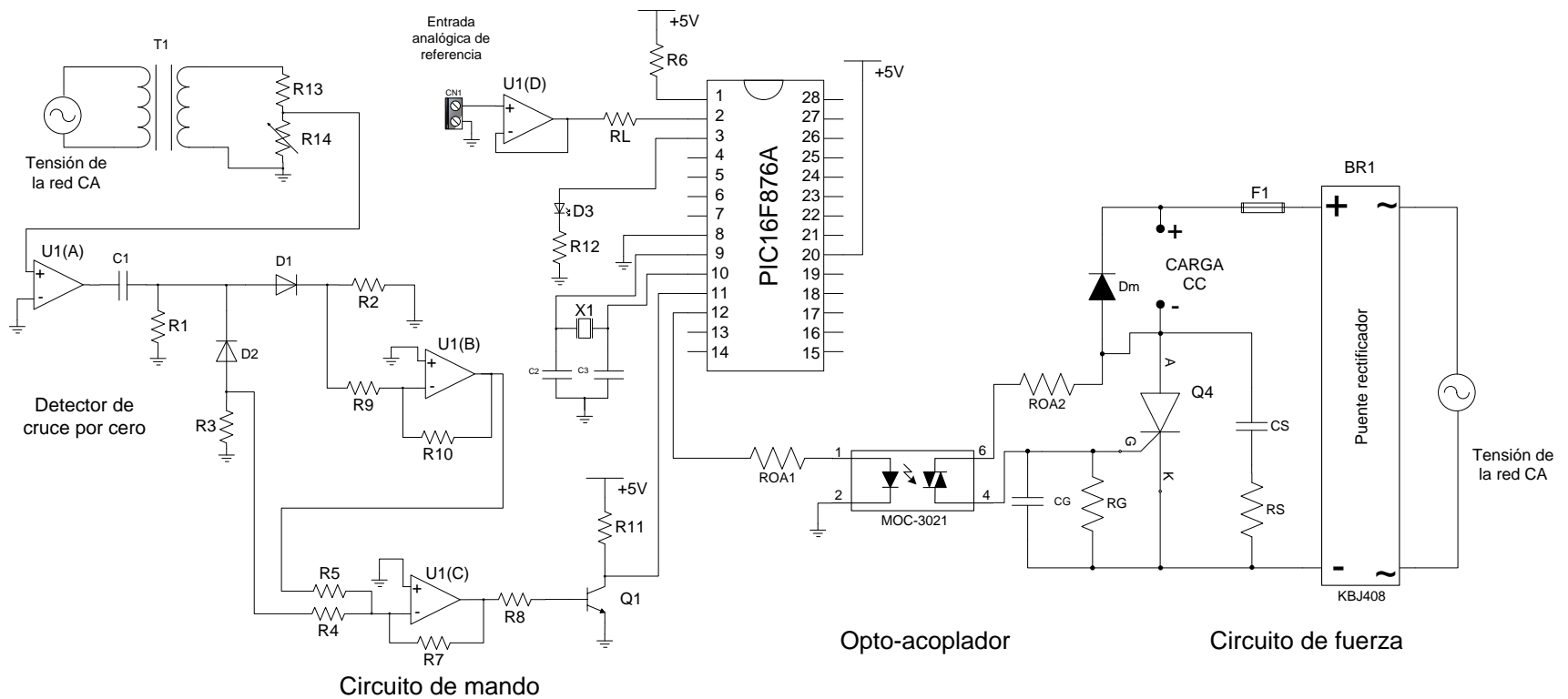


Figura 4.31. Amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante PIC, identificando cada una de sus etapas

4.1.9. SENSORES DE REALIMENTACIÓN

4.1.9.1. INTRODUCCIÓN

Un dispositivo que tiene la habilidad de medir magnitudes físicas y transformarlas en magnitudes eléctricas se denomina sensor [27]. Las magnitudes físicas, que también reciben el nombre de variables de instrumentación, pueden ser, por ejemplo: velocidad, distancia, humedad, temperatura, intensidad lumínica, fuerza, presión, etc. Una magnitud eléctrica puede ser: tensión, corriente, resistencia, capacitancia, etc.

4.1.9.2. SENSOR DE NIVEL

Uno de los aspectos más importantes en la industria es la medición de nivel, tanto desde el punto de vista del funcionamiento correcto del proceso como de la consideración del balance adecuado de materias primas o de productos finales.

Los medidores de nivel de líquido pueden tener diferentes mecanismos de funcionamiento, midiendo:

- directamente la altura del líquido sobre una línea de referencia;
- la presión hidrostática;
- el desplazamiento producido en un flotador por el propio líquido contenido en el tanque del proceso;
- aprovechando características eléctricas del líquido.

Sensor de nivel de líquido

Se propone la utilización de un sensor de nivel de líquido de marca Kobold (Fig. 4.32). Estos sensores se utilizan para indicación y monitoreo de nivel continuo de todo tipo de líquidos. Su diseño simple con solamente una pieza móvil, el flotador, significa que son particularmente confiables. Los controladores analógicos internos proveen una señal eléctrica de salida en el rango de 4-20mA. Los sensores de nivel Kobold permiten una visualización y monitoreo continuo sin ser influenciados por la conductividad, temperatura, presión y la viscosidad del líquido.



Figura 4.32. Sensor de nivel de líquido Kobold

4.1.9.3. SENSOR DE VELOCIDAD

En la industria, la medición de la velocidad se realiza de dos formas: con tacómetros mecánicos y con tacómetros eléctricos. Los tacómetros mecánicos detectan el número de vueltas del eje de la máquina por medios exclusivamente mecánicos, pudiendo o no incorporar la medición conjunta del tiempo para determinar el número de revoluciones por minuto (RPM). Los tacómetros eléctricos captan la velocidad por sistemas eléctricos.

Los tacómetros eléctricos son los más utilizados en la industria porque permiten la transformación directa de la señal para alimentar los instrumentos registradores o paneles de control.

Estos tacómetros emplean un transductor que produce una señal analógica o digital como conversión de la velocidad de giro del eje de la máquina.

Sensor de velocidad (generador de CC)

Se utiliza un motor de corriente continua (Fig.4.33), dado que, es posible aplicar el principio de reversibilidad y hacerlo funcionar como generador, cuya tensión en terminales es aproximadamente proporcional a la velocidad de rotación de su eje. Los motores y los generadores de corriente continua están constituidos esencialmente por los mismos elementos, diferenciándose únicamente en la forma de utilización.

Se entiende por reversibilidad entre el motor y el generador si al hacer girar al rotor de la máquina, se produce en el devanado inducido una fuerza electromotriz capaz de transformarse en energía en el circuito de carga.

Por lo contrario, si se aplica una tensión continua al devanado inducido a través del colector de delgas, el comportamiento de la máquina ahora es de motor, capaz de transformar la fuerza contra-electromotriz en energía mecánica (rotación del eje).



Figura 4.33. Sensor de velocidad

4.1.10. FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Todos los componentes de los módulos didácticos deben ser energizados con una tensión simétrica continua de $\pm 15V$, por tanto es necesario el diseño de una fuente de alimentación.

El esquema a seguir para el diseño se muestra en el siguiente diagrama de bloques:



Figura 4.35. Diagrama de bloques de una fuente de corriente continua

Se trata de convertir la tensión alterna en una tensión continua lo más estable posible.

Esta configuración es conocida como **fuentes de alimentación lineal**.

La función que cumple cada uno de los componentes del diagrama antes mostrado se resume a continuación:

Transformador: reduce el nivel de tensión y proporciona aislamiento galvánico a los elementos que conforman el circuito.

Rectificador: circuito que convierte la corriente alterna en continua.

Filtro capacitivo: circuito utilizado para disminuir la tensión de rizado.

Regulador de tensión: dispositivo utilizado para regular y estabilizar la tensión a un valor determinado.

4.2. DISEÑOS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS

4.2.1. INTRODUCCIÓN

Finalizado el estudio de los módulos que componen el controlador, se procede a realizar el diseño del prototipo a implementar. Para ello se utilizarán dispositivos eléctricos y electrónicos disponibles en el mercado local. En cada caso se analizan, desde un punto de vista funcional, los componentes del circuito, acompañado de un esquema eléctrico y electrónico, que servirá de base para la implementación real de los mismos.



4.2.2. IMPLEMENTACIÓN FUENTE DE ALIMENTACIÓN SIMÉTRICA

La fuente de alimentación de corriente continua simétrica que necesitan cada uno de los dispositivos eléctricos y electrónicos que conforman los módulos, consta de las siguientes etapas:

Reducción de tensión y aislamiento galvánico: La tensión de corriente alterna de la red normalmente es mayor de la requerida por los dispositivos eléctricos y electrónicos de los módulos, por tanto necesita ser reducida. Esta función la cumple el transformador reductor T1, que a su vez proporciona un aislamiento galvánico para proteger los dispositivos que conforman tanto la fuente de alimentación como los conectados a ésta de posibles fallos en la red de alimentación.

Rectificación de tensión de entrada: Realizado por el puente rectificador de onda completa D1, cuya función es convertir el nivel reducido de tensión CA en CC.

Filtros: Los dispositivos que conforman los módulos, requieren ser alimentados con una tensión continua libre de rizado, o muy pequeño para su correcto funcionamiento. Se puede reducir la tensión de rizado utilizando el capacitor C1, mientras que los capacitores C2, C3, C4 y C5 eliminan el ruido provocado por los reguladores de tensión RG1 y RG2.

Regulación de tensión: Para estabilizar el nivel de tensión a un valor fijo se utilizan los reguladores de tensión RG1 (7815) y RG2(7915), brindando una tensión simétrica de $\pm 15V$.

Protección: Es de gran importancia proteger los elementos que componen la fuente de alimentación y los conectados a ésta de fallas aguas abajo. Esta función se ha encomendado al fusible F1. Su dimensionamiento se realiza de manera muy sencilla, tomando en cuenta la corriente máxima que pueden soportar los dispositivos que conforman la fuente de alimentación: D1, RG1 Y RG2. Los datos que a continuación se presentan, fueron tomados de las hojas de especificaciones de sus respectivos fabricantes.

Para D1 (RS207): $I_{max}=2A$
Para RG1 (7815): $I_{max}=2.4A$
Para RG2 (7915): $I_{max}=2.2A$

Por tanto se selecciona un fusible de 2A.

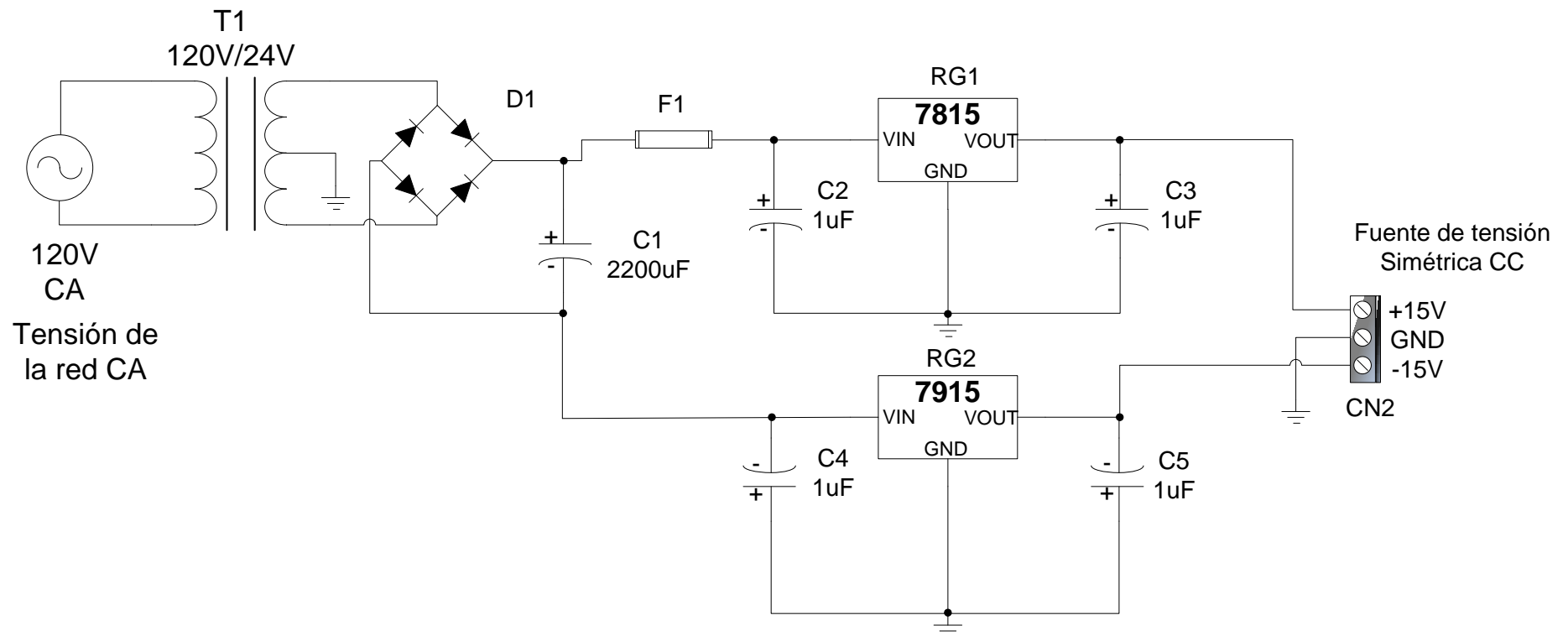


Figura 4.36. Esquema eléctrico fuente de tensión simétrica

La alimentación de los amplificadores operacionales de propósito general, divisores de tensión, y dispositivos que lo requieran, se muestra a continuación:

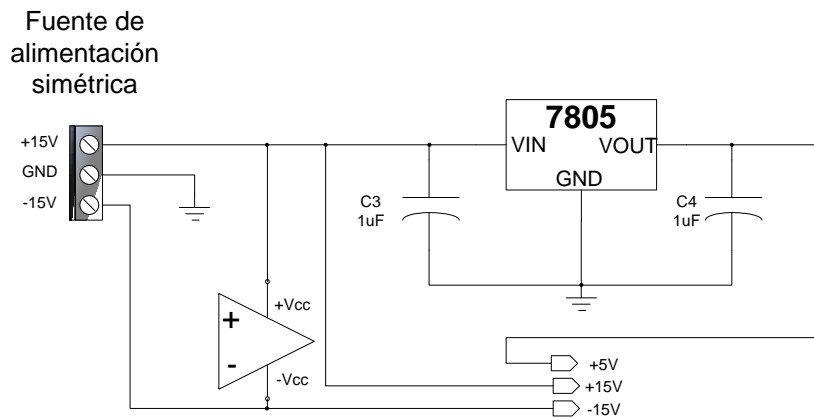


Figura 4.37. Alimentación para los circuitos

4.2.3. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL PROVENIENTE DE LOS SENSORES DE REALIMENTACIÓN

4.2.3.1. SENSOR DE NIVEL DE LÍQUIDO

El circuito equivalente del sensor de nivel de líquido es:

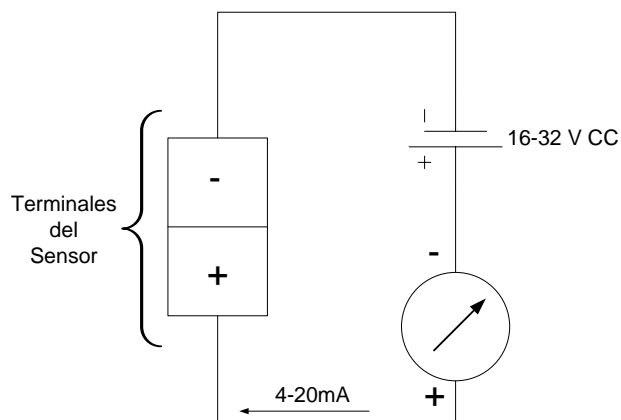


Figura 4.38. Circuito equivalente del sensor de nivel de líquido

Internamente el sensor de nivel está compuesto de un regulador de tensión y una fuente de corriente proporcional a la posición del flotador. El diagrama eléctrico de la figura 4.38 muestra que al aplicar una tensión de alimentación entre 16 y 32V se obtiene una corriente en el rango de 4 a 20 mA.

Dado que en la salida del sensor de realimentación se requiere una tensión de 0 a 5V para que sea compatible con la entrada de referencia es necesario realizar algunas adecuaciones.

El siguiente diagrama de bloques (Fig. 4.39) muestra los pasos a seguir para obtener la salida de tensión deseada (0-5V) partiendo de una corriente de control de 4 a 20mA.

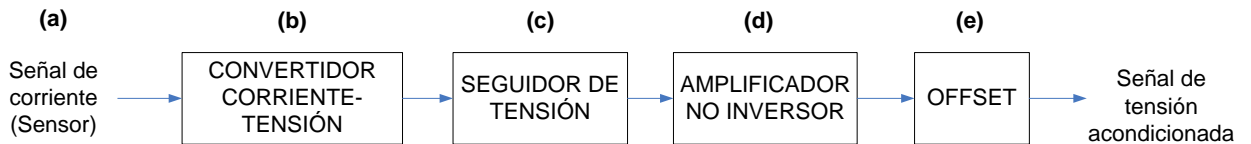


Figura 4.39. Diagrama de bloques de adecuación de señal sensor de nivel de líquido

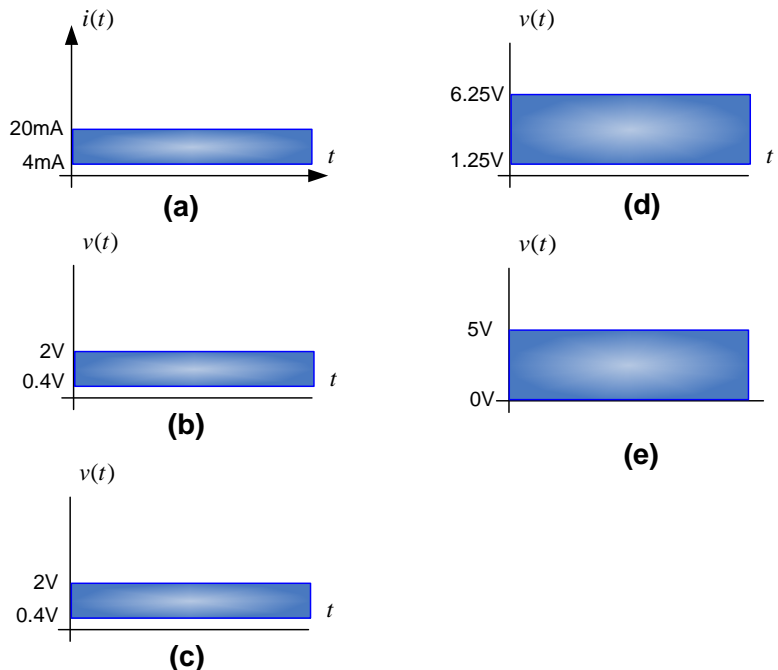


Figura 4.40. Forma de onda para cada una de las etapas

La primera etapa corresponde a un convertidor corriente-tensión. Esta etapa es muy necesaria porque la señal eléctrica que se desea a la salida del acondicionador es una tensión. Luego esta señal pasa a un seguidor de tensión, que ofrece un medio para acoplar una señal de entrada con una carga, por medio de una etapa que cuente con una ganancia de voltaje unitaria sin inversión de fase o polaridad y que actúe como un circuito ideal con una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja. A continuación pasa a ser amplificada. Dado que se requiere que la salida sea una señal en el rango de 0-5V, es necesaria una etapa de offset.

La circuitería eléctrica y electrónica que permite este acondicionamiento de señal se muestra a continuación:

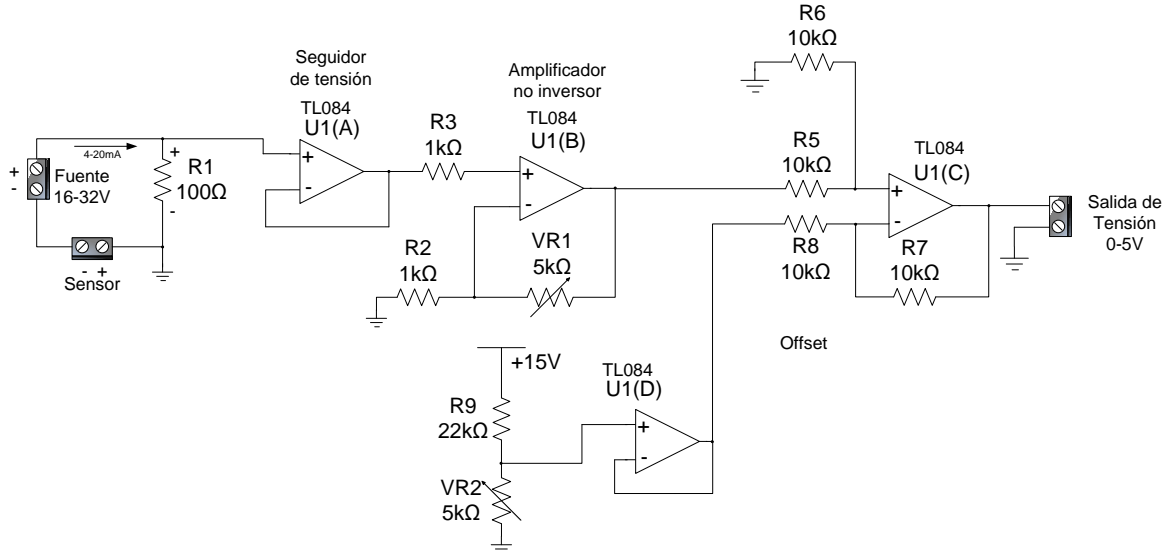


Figura 4.41. Esquema eléctrico acondicionador de señal sensor de nivel

4.2.3.2. SENSOR DE TEMPERATURA

La figura 4.42 muestra la configuración típica del sensor de temperatura LM-35 presentada por el fabricante en su hoja de especificaciones, la misma que permite medir un amplio rango de temperatura (-55 a +150°C):

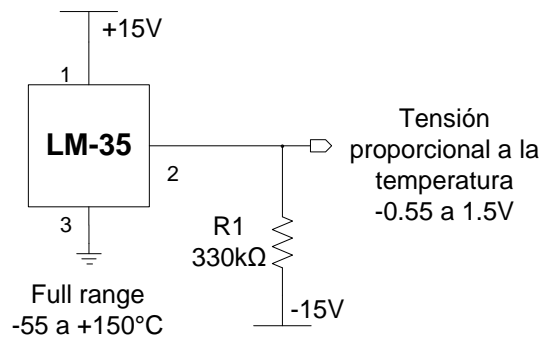


Figura 4.42. Configuración típica del sensor de temperatura LM-35

La salida del sensor corresponde a una tensión proporcional a la temperatura medida en °C.

Se asumirá que el rango de temperatura dentro de la cámara corresponde a un valor mínimo de 15°C (Temperatura ambiente) y un máximo de 100°C (Brindado por el calentador infrarrojo).

Las etapas necesarias para acondicionar la señal de 0-5V se ilustran en forma de diagrama de bloques en la figura 4.43.

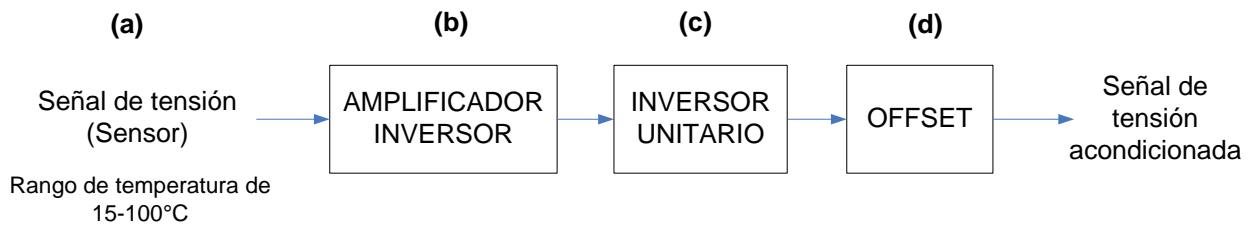


Figura 4.43. Diagrama de bloques de adecuación de señal sensor de temperatura

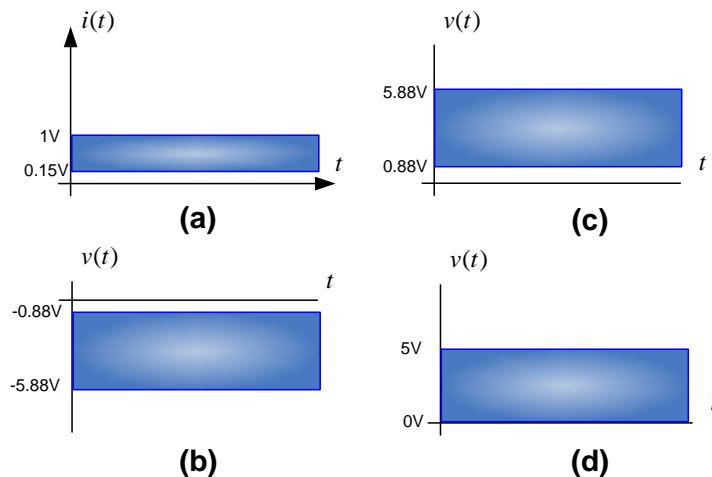


Figura 4.44. Forma de onda para cada una de las etapas

En primera instancia la señal de tensión brindada por el sensor de temperatura es amplificada. Se utiliza la configuración amplificador inversor. Luego pasa a ser invertida con ganancia unitaria para compensar el signo negativo. Debido a que la señal se encuentra desplazada, es necesario realizar un offset, obteniendo finalmente un rango de tensión de salida de 0 a 5V.

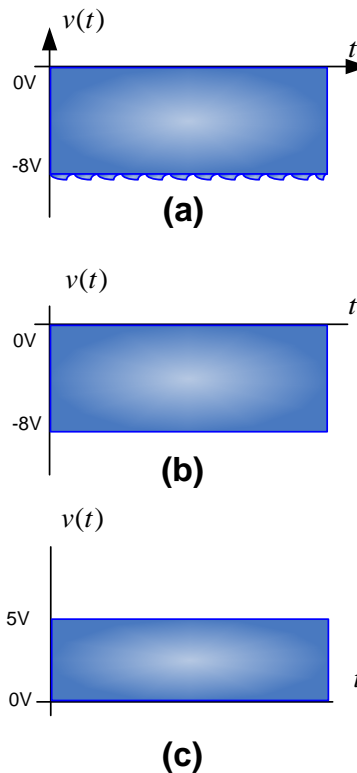


Figura 4.47. Forma de onda para cada una de las etapas

La señal de tensión brindada por el tacómetro contiene ruido de baja frecuencia, función de la velocidad de rotación de su eje. Es importante entonces eliminarlo con la ayuda de un filtro pasa bajas, centrado en la frecuencia del ruido. Experimentalmente se comprobó que la frecuencia del ruido mínima es 16Hz.

Para el diseño éste filtro, se utiliza el programa FilterLab de Microchip, disponible gratuitamente en Internet. Dispone de un asistente, el cual facilita enormemente el diseño de filtros de cualquier tipo y especificaciones.

Se desea diseñar un filtro con las siguientes especificaciones:

Aproximación: Butterworth
Selectividad: Pasa Bajos
Ganancia del filtro: Unitaria
Orden: Cuarto
Frecuencia de corte: 5Hz

A continuación se ilustra el proceso de diseño mediante FilterLab:

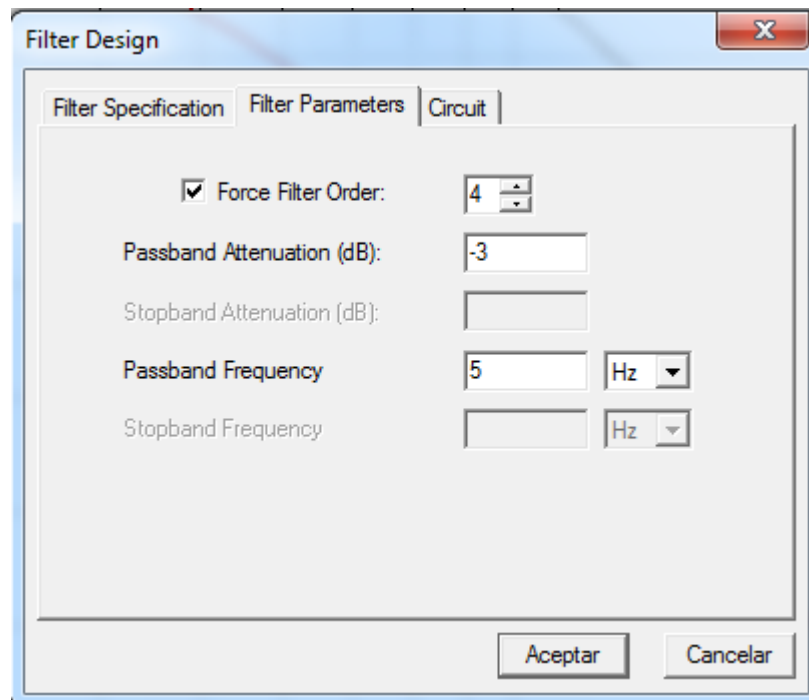
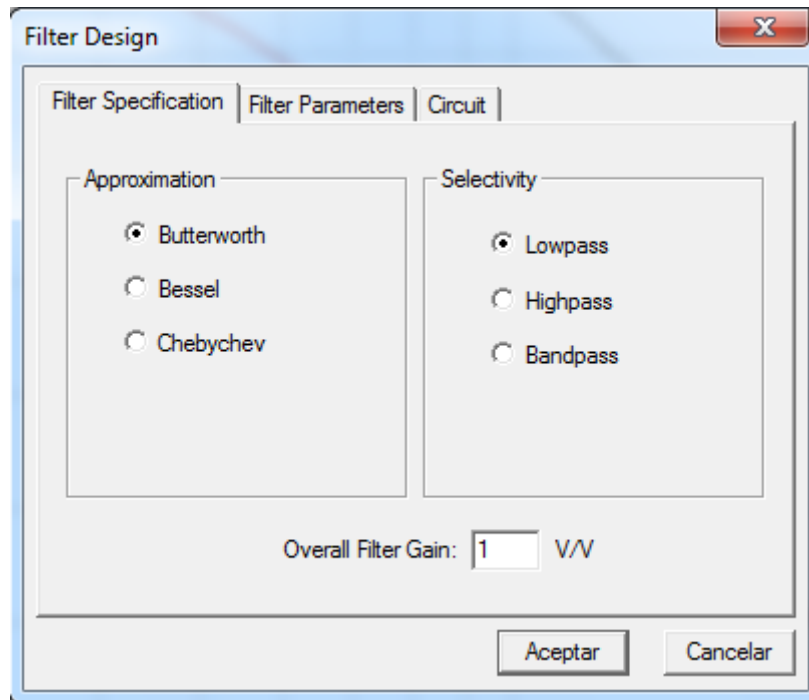


Figura 4.48. Proceso de diseño de filtro pasa bajas mediante FilterLab

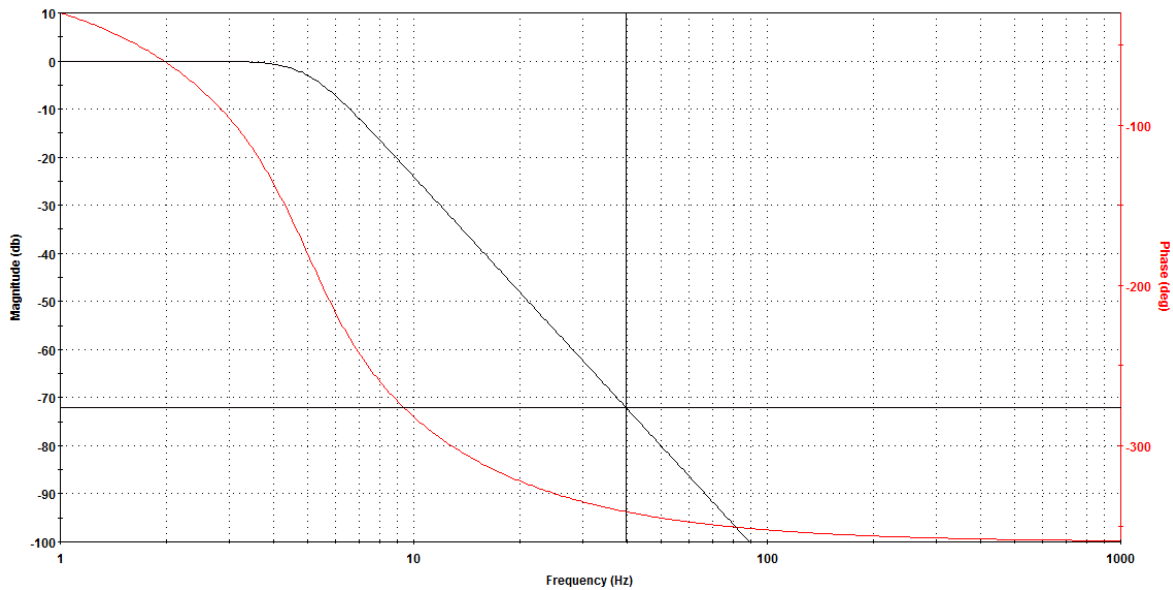


Figura 4.49. Diagrama de bode del filtro pasa bajas diseñado

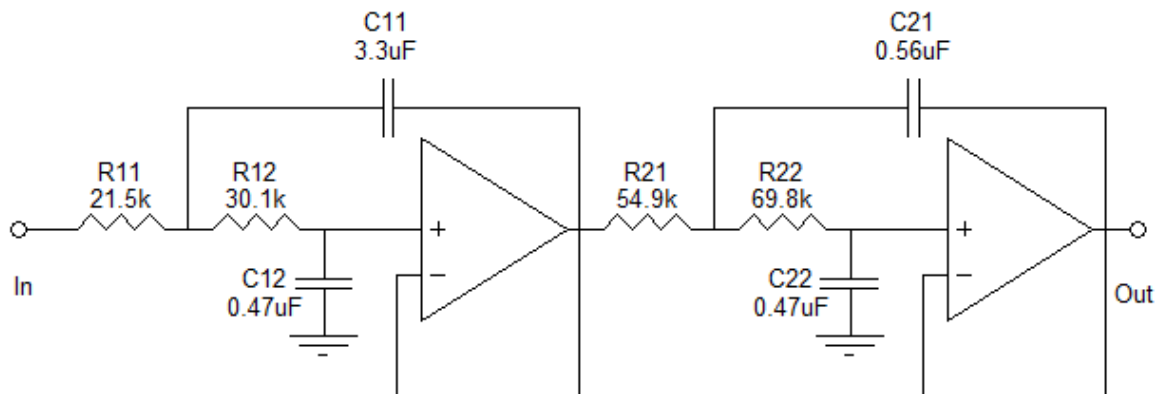


Figura 4.50. Esquema eléctrico sugerido por FilterLab

Nótese que no todos los parámetros eléctricos del circuito están disponibles en el mercado local, por tanto es necesario ajustarlos a valores comerciales (Fig. 4.51).

Con la señal libre de ruido se pasa a la etapa de atenuación, que consiste en reducir el rango de tensión proveniente del tacómetro de 0-8V a 0-5V. Con esto se lograría un acondicionamiento de señal de realimentación compatible con la señal de entrada de referencia.

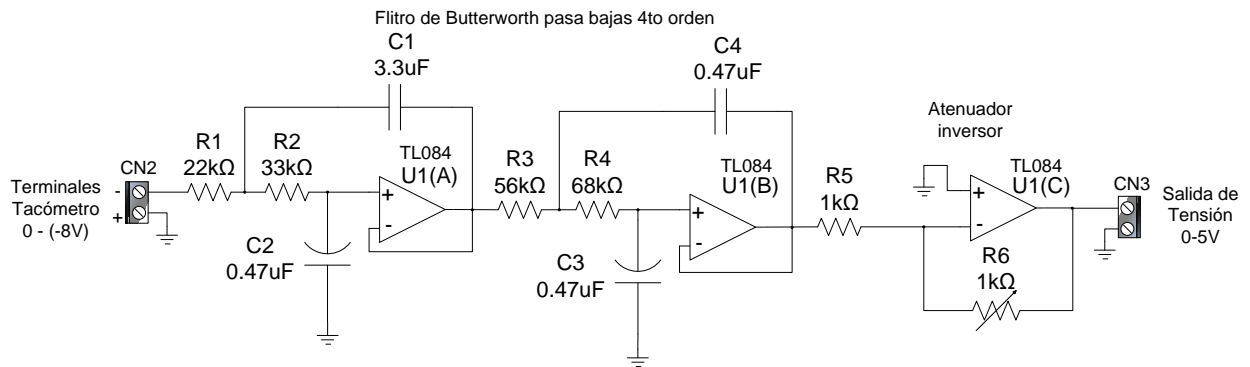


Figura 4.51. Esquema eléctrico acondicionador de señal sensor de velocidad (tacómetro)

4.2.4. IMPLEMENTACIÓN AMPLIFICADOR DE POTENCIA

Se ha diseñado el bloque amplificador de potencia de forma que cada una de sus etapas se pueda diferenciar fácilmente. Estas etapas serán descritas haciendo referencia a la figura 4.52 y 4.53.

4.2.4.1. CIRCUITO DE MANDO

4.2.4.1.1. Control de disparo de compuerta mediante UJT

Consiste principalmente en un circuito oscilador de relajación mediante UJT, con sincronización de línea CA y controlado por tensión (Fig. 4.52).

Sincronización de línea CA: Esta operación la llevan a cabo los elementos: puente rectificador de onda completa D1, el diodo zener D2 de 24V, y la resistencia limitadora de corriente Rd. Establecen el ciclo de operación del oscilador de relajación cada vez que la onda de corriente alterna pasa por cero.

Oscilador de relajación con UJT: Formado básicamente por el transistor monounión (UJT) Q3, transistor pnp Q2, las resistencias RB1, RB2 y RE y el capacitor CE. Mientras se aplique una tensión de alimentación al oscilador de relajación, en terminales de RB1 se obtendrán pulsos de frecuencia f que es función de la velocidad de carga y descarga de CE, necesarios para la etapa de potencia.

Control de frecuencia de oscilación de UJT mediante tensión: La etapa de control de frecuencia de oscilación del UJT por medio de tensión se consigue con la ayuda de los elementos: transistor npn Q1, resistencias RF, R1 y R2. La aplicación de una tensión variable a la base de Q1 limitando su corriente con RF, ofrece un rango de frecuencias para la oscilación del UJT, pudiendo controlar el disparo de los componentes de potencia.



4.2.4.1.2. Control de disparo de compuerta mediante PIC 16F876A

Sincronización de línea CA: Función asignada al detector de cruce por cero formado por U1(A-C-B), resistencias R1, R2, R3, R4, R5, R7, R8, R9, R10, R11, R13, R14 diodos rectificadores D1 y D2, y el transistor NPN Q1. En el colector de Q1 están presentes pulsos cada vez que la onda alterna pasa por cero. Esto permite al PIC producir los retardos de disparo de compuerta sincronizados con el cruce por cero de la señal alterna (Fig.4.53).

Tensión de referencia: Proveniente del controlador, ingresa por medio del amplificador operacional U1(D) en configuración seguidor de tensión al puerto A0 del PIC (Canal 0 del convertidor analógico-digital), para que sea convertido a dato digital, necesario para el algoritmo implementado en éste.

Algoritmo del microcontrolador PIC: El algoritmo que el microcontrolador PIC necesita para su funcionamiento, se implementa en lenguaje BASIC mediante el compilador Microcode Studio (ANEXO 2).

4.2.4.2. ACOPLAMIENTO ÓPTICO

Esta función la realiza el opto-acoplador MOC-3021, con la limitación de corriente por parte de ROA1 para el diodo y ROA2 para el opto-triac que conforman el dispositivo de aislamiento. El opto-acoplador está conectado en los terminales de la resistencia RB1 del circuito de mando y entre la compuerta y el ánodo del rectificador controlado de silicio SCR en el circuito de fuerza.

4.2.4.3. CIRCUITO DE POTENCIA

Está conformado por un puente rectificador BR1 de 4A, rectificador controlado de silicio SCR, Q4 de 5A, y un diodo de marcha libre Dm.

Cabe mencionar que es necesario proteger al SCR contra crecimientos acelerados de la tensión dV/dt cuando se conectan cargas inductivas.

4.2.4.3.1. Protección dV/dt :

Para la protección ánodo-cátodo del SCR, se ha utilizado un circuito de freno RC, Rs y Cs, cuyo dimensionamiento se realizó de la siguiente manera:

Se tomará como referencia los datos técnicos del SCR TIC-106D.

Corriente: 5A en operación continua

$dV/dt=10V/us$

$V_s=120V$



$$\frac{dv}{dt} < \frac{0.632V_s}{R_s C_s}$$

Si se impone $R_s=20\Omega$:

$$\frac{10V}{1 \times 10^{-6}s} < \frac{0.632 \times 120V}{20\Omega \times C_s}$$
$$C_s < 0.3792 \mu F$$

Por tanto se selecciona un valor de capacitancia $C_s=0.1\mu F$.

Para la protección compuerta-cátodo del SCR, se realizó empíricamente el dimensionamiento de los parámetros RC en paralelo, R_g y C_g , recayendo en los siguientes valores:

$$R_g = 1k\Omega$$

$$C_g = 0.47 \mu F$$

4.2.4.3.2. **Protección contra fallos en la carga:**

Es necesario proteger absolutamente todos los elementos de potencia utilizados contra eventuales fallos en la carga conectada. La protección más sencilla, económica y confiable se la realiza mediante un fusible F1 conectado en serie con la carga. Su dimensionamiento depende del tipo de carga a utilizar, y para el presente proyecto se ha dimensionado de la siguiente manera:

Calentador infrarrojo:

Potencia=250W

Tensión de alimentación=120V

$$P = V \times I$$
$$250W = 120V \times I$$
$$I = 2.08A$$

Dado que en operación continua circulará una corriente de 2.08A, se selecciona un valor estándar de fusible de 5A.

Motor de corriente continua:

Potencia=1/4HP=184W

Tensión=120V

Corriente de operación continua=1.25A

Corriente de arranque=1.71A (*Pruebas experimentales realizadas al motor*).



Para los niveles de corriente que maneja el motor de corriente continua, se selecciona un valor estándar de fusible de 2A.

Bomba corriente alterna:

Potencia=1/3HP=245W

Tensión=120V

Corriente de operación continua=2.042A

Corriente de arranque=2.80A (*Hoja de especificaciones de la bomba LSP03*).

Un valor estandarizado adecuado para el fusible F1 es 5A.



4.2.4.4. ESQUEMA ELÉCTRICO AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE UJT

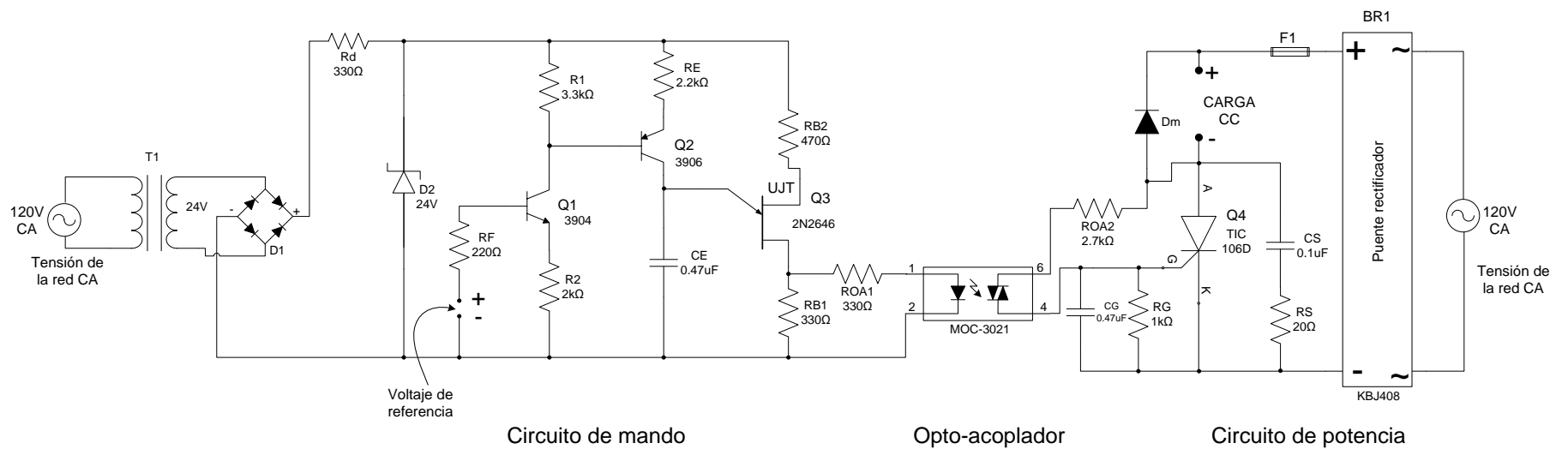


Figura 4.52. Esquema eléctrico amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante UJT



4.2.4.5. ESQUEMA ELÉCTRICO AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE PIC

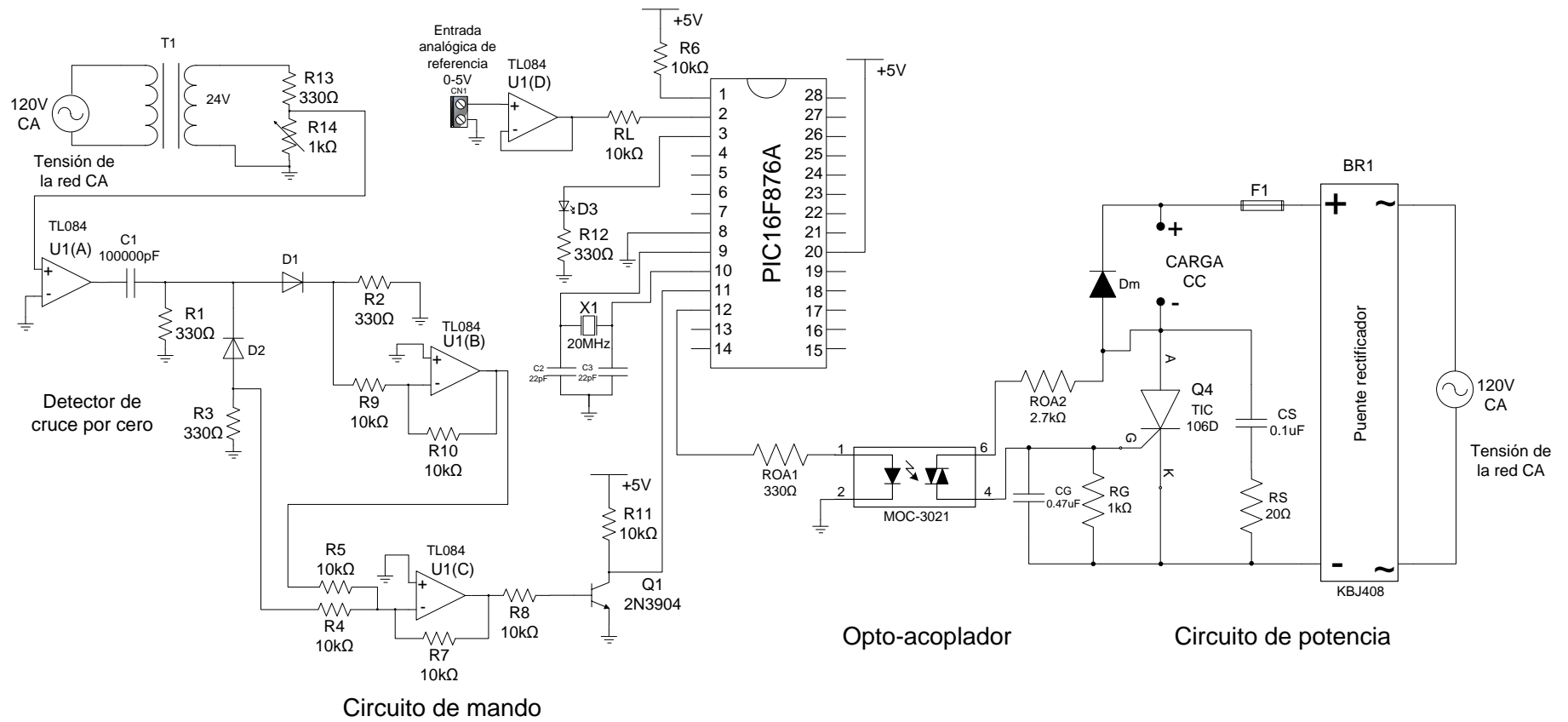


Figura 4.53. Esquema eléctrico amplificador de potencia con control de disparo de compuerta mediante PIC



4.2.5. IMPLEMENTACIÓN CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO

El bloque controlador analógico PID está diseñado de tal manera que cada una de sus etapas puedan ser identificadas con facilidad. Se hará una descripción de cada una de ellas en base al esquema eléctrico y electrónico de la figura 4.54.

4.2.5.1. REFERENCIA:

Se estableció una señal de referencia ajustable de 0-5V. Esto se consigue mediante un partidor de tensión formado por las resistencias R19 y R20, conectando su salida al amplificador operacional U1(C) en configuración seguidor de tensión para acoplar la señal a la etapa siguiente. Para aplicar la señal de referencia variable es necesario realizar un puente eléctrico en los terminales PC1.

Entrada escalón: Adicional a esta etapa se ha colocado un pulsante P1 para que sea posible la aplicación de un escalón como entrada de referencia y observar el comportamiento del sistema ante este tipo de señal. Antes de utilizar esta configuración es necesario retirar el puente colocado en los terminales PC1.

4.2.5.2. REALIMENTACIÓN:

La señal acondicionada proveniente del sensor de realimentación es conectada a CN1 seguido de un amplificador operacional U1(B) en configuración seguidor de tensión. La salida de este corresponde a una señal de tensión en el rango de 0-5V para que sea compatible con la entrada de referencia.

4.2.5.3. RESTADOR:

Etapas del controlador analógico que tiene la función de restar la señal de entrada de referencia con la de realimentación y calcular el error en estado estacionario, que servirá como entrada al bloque PID paralelo. Está implementado por el amplificador operacional U1(D) en configuración restador de tensión.

4.2.5.4. BLOQUE PID:

Corresponde al controlador PID paralelo, el cual está formado por las siguientes etapas:

Inversor unitario: Amplificador operacional U1(A) y las resistencias R5 y R6.

Derivador inversor: Amplificador operacional U2(C), resistencias R7 y R8 y capacitor C1.

Integrador Inversor: Amplificador operacional U2(B), resistencias R9 y R10 y capacitor C2.

Sumador Inversor: Realiza la suma de las señales de las tres etapas anteriores. Está implementado por el amplificador operacional U2(D) y las resistencias R11, R12, R13 y R14.



Amplificador Inversor: Formado por el amplificador operacional U2(A) y las resistencias R15 y R16.

4.2.5.5. ACONDICIONADOR DE SEÑAL:

La salida del bloque PID está en el rango de la tensión de saturación del amplificador operacional U2(A) que corresponde a un 90% de la tensión de alimentación aproximadamente, es decir que para una alimentación de $\pm 15V$ la salida de U2(A) es de $\pm 13.5V$. El amplificador de potencia que es una etapa previa al actuador, requiere un rango de tensión diferente, de 0-8V para el analógico y de 0-5 para el digital. Por tanto es necesario acondicionar esta señal para que su compatibilidad con la etapa siguiente sea posible. El bloque acondicionador de señal está formado por las siguientes sub-etapas:

Atenuador inversor: Reduce el rango de tensión de $\pm 15V$ a $\pm 4V$ si se utiliza un amplificador de potencia analógico, y de $\pm 2.5V$ si se emplea el amplificador de potencia digital. Etapa implementada mediante el amplificador operacional U3(B) y resistencias R17 y R18.

Offset: Traslada la señal al origen, de tal manera que se obtenga en su salida un rango de tensión de 0-8V si se utiliza el amplificador de potencia analógico o de 0-5V si se emplea el digital. El offset se realiza variando el valor de la resistencia R20, que es parte de un divisor de tensión. Esta etapa está formada por U3(A), U3(C), R19, R20, R22 y R23.

Inversor unitario: Esta sub-etapa simplemente compensa el signo negativo acarreado por las etapas anteriores, y proporciona una señal adecuada para ser conectada a la entrada del amplificador de potencia por medio de CN2. Implementada mediante U3(D), R24 y R25.

4.2.5.6. PUNTOS DE PRUEBA:

Desde un punto didáctico, es necesario disponer de diferentes puntos de prueba para observar y medir las señales de cada una de las etapas. Se han colocado un total de seis puntos cuyas funciones son las siguientes:

Punto A: Observar y medir la señal de realimentación, que es aproximadamente proporcional a la variable controlada. Además permite analizar el comportamiento del sistema físico a controlar.

Punto B: Observar y medir la señal de referencia, ya sea ajustando, o aplicando la entrada escalón.

Punto C: Observar y medir la señal que representa el error de estado estacionario.

Punto D, E y F: Observar y medir las señales a la salida del inversor unitario, derivador inversor e integrador inversor respectivamente.



4.2.5.7. ESQUEMA ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO DEL CONTROLADOR ANALÓGICO PID PARALELO

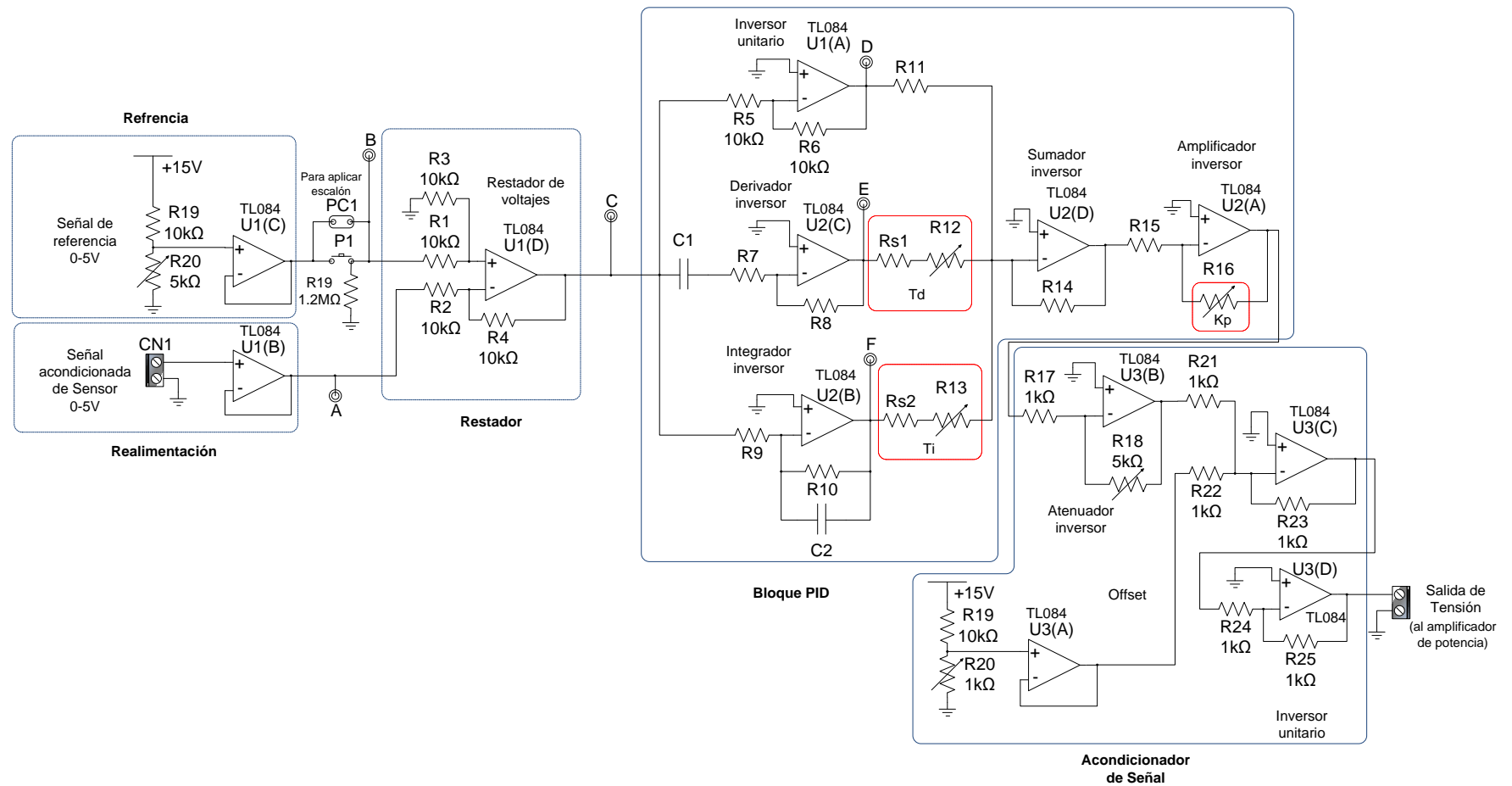


Figura 4.54. Esquema eléctrico y electrónico del controlador PID analógico



4.3. SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL

4.3.1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años el uso de controladores digitales en sistemas de control ha ido en aumento, dado que permiten alcanzar una máxima productividad con un excelente desempeño a bajo costo y con el mínimo consumo de energía.

Las razones por las que actualmente se tiende a controlar los sistemas dinámicos en forma digital en lugar de analógica, es la disponibilidad de computadoras digitales de bajo costo y las ventajas de trabajar con señales digitales en lugar de las señales en tiempo continuo.

Los sistemas en tiempo continuo se pueden describir mediante ecuaciones diferenciales, del mismo modo, los sistemas en tiempo discreto se pueden representar mediante ecuaciones en diferencias después de la apropiada discretización de las señales en tiempo continuo.

Un sistema de control digital (o discreto) se introduce en un lazo de control con el único propósito de reemplazar al controlador, por tanto, en la mayoría de los casos, el proceso físico continúa siendo continuo (analógico).

La señal de salida del proceso de control se muestrea cada cierto intervalo de tiempo (llamado período de muestreo) y es discretizada mediante un convertidor analógico digital (ADC). Esta información es procesada por el controlador digital y convertida nuevamente a analógica mediante un convertidor digital analógico (DAC). Por lo tanto, internamente el controlador digital se independiza del tipo de señal con que está trabajando y ve todas las magnitudes como una serie de valores discretos. Por esta razón resulta mucho más cómodo trabajar con ecuaciones en diferencia en lugar de ecuaciones diferenciales.

4.3.2. CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL DIGITAL

Como características básicas del control digital se pueden mencionar las siguientes:

- El algoritmo puede ser implementado sin límite de complejidad. Los sistemas analógicos si presentan esta dificultad.
- La facilidad de ajuste y cambio que presentan los controladores digitales los hace muy flexibles. Esto implica que, los controladores digitales son modificados simplemente reprogramando el algoritmo, mientras que, en los analógicos implica un cambio de componentes o, en el peor de los casos, un cambio del controlador completo.
- Los sistemas digitales presentan menor sensibilidad al ruido electromagnético.
- Si el controlador digital es implementado en computador, este puede ser utilizado simultáneamente para otros fines, tales como: adquisición de datos, alarmas, administración, etc. Al mismo tiempo presenta una excelente interface con el operador del equipo.

- El costo es el principal argumento para utilizar un sistema de control digital en lugar de un analógico. El costo de un sistema analógico se incrementa en función del número de lazos, no así con el digital.

4.3.3. ESTRUCTURA DEL CONTROLADOR DIGITAL

La estructura típica de un sistema de control digital en lazo cerrado se muestra a continuación:

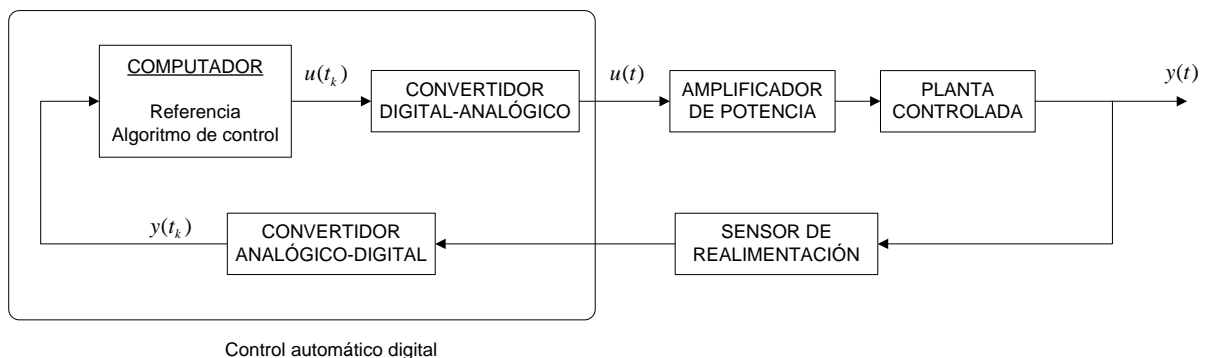


Figura 4.55. Estructura de un sistema de control digital en lazo cerrado

4.3.3.1. Sensor de realimentación:

La señal eléctrica que provee el sensor es de naturaleza analógica (continua), en el rango de 0 a 5V. Para que sea interpretada por el computador necesita ser cuantificada y codificada (discretizada).

4.3.3.2. Convertidor Analógico Digital (ADC):

Toma una señal continua, la cuantifica y la codifica para que sea interpretada por otro dispositivo que maneje señales digitales. Es la interface entre el mundo analógico (sensor) y el digital (computador). Cada conversión toma un determinado intervalo de tiempo.

4.3.3.3. Computador:

Sistema micro-procesado en el cual está implementado el algoritmo de control digital PID. En este se especifican los parámetros del controlador tales como: referencia, constante proporcional K_p , constante de tiempo integral T_i , constante de tiempo derivativa T_d y tiempo de muestreo. Recibe del ADC una señal codificada que representa la señal eléctrica del sensor de realimentación para las acciones correctivas. Además presenta una interfaz gráfica para el usuario.

4.3.3.4. Convertidor Digital Analógico (DAC):

La señal digital proveniente de la salida del controlador PID implementada en el computador, es convertida a una señal analógica para que pueda ser aplicada al amplificador de potencia.



La descripción del funcionamiento de los bloques amplificador de potencia, planta controlada y sensor de realimentación, es similar a la indicada en la sección 4.1, puesto que su operación en tiempo continuo no se ve afectada al utilizar control digital.

4.3.4. DISEÑO CONTROL PID PARALELO DIGITAL

La ecuación integro-diferencial que representa un controlador PID paralelo en tiempo continuo es:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.13)$$

donde $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ y $K_d = K_p T_d$.

Para implementar el bloque PID digital es necesario convertir la ecuación (4.13) de una representación continua a una discreta. Existen varios métodos para llevarlo a cabo. Para la integral se utilizará la aproximación trapezoidal, y para la derivada la aproximación por diferencias finitas:

$$\int_0^t e(\tau) d\tau \approx \sum_{k=1}^n e(t_k) \Delta t \quad (4.14)$$

$$\frac{de(t)}{dt} \approx \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{\Delta t} \quad (4.15)$$

donde:

$\Delta t \rightarrow$ Intervalo de muestreo (segundos)

Por tanto la ecuación (4.13) se transforma en:

$$\boxed{u(t_k) = K_p e(t_k) + K_i \sum_{k=1}^n e(t_k) \Delta t + K_d \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{\Delta t}} \quad (4.16)$$

La ecuación (4.16), es adecuada para implementar un sistema de control digital. Esta forma de controlador PID es a menudo conocida como *controlador PID posicional*. Nótese que la nueva acción de control es implementada cada intervalo de muestreo Δt .

4.3.4.1. EFECTO WIND-UP EN LA INTEGRACIÓN

En aplicaciones prácticas, todas las acciones involucradas en un proceso de control están limitadas físicamente. Como consecuencia de esta limitación física, la señal de error no vuelve a cero y el término integral sigue sumándose continuamente. Este



efecto se llama wind-up (o saturación integral), y como resultado, pueden ocurrir periodos de sobresalto (overshoot) largos en la respuesta de la planta. Un ejemplo sencillo de lo que sucede es el siguiente. Se desea controlar la velocidad de un motor y se produce un cambio grande en la referencia (punto de consigna), por tanto el error también es grande. El controlador tratará de reducir el error entre la referencia y la salida. El término integral crecerá por la suma de las señales de error en cada muestra y una gran acción de control será aplicada al motor. Si se cambia el punto de consigna a otro valor, el término integral sigue siendo grande y no responde de inmediato al punto de consigna requerido. En consecuencia, el sistema tendrá una respuesta deficiente al momento de salir de esta condición.

El problema de wind-up en la integración afecta a los controladores PID posicionales, por tanto se han desarrollado muchas técnicas para eliminarlo. Algunas de las más comunes son las siguientes:

- Detener la suma integral cuando se produce la saturación. Esto también se llama integración condicional. La idea es establecer la entrada del integrador a cero si la salida del controlador está saturada.
- Fijar los límites del término integral entre un mínimo y un máximo.
- Reducir la entrada al integrador por alguna constante si la salida del controlador se satura.

4.3.4.2. PSEUDOCÓDIGO CONTROLADOR PID DIGITAL

Primero asignamos nombres a las variables a utilizar:

$ref(t_k) \rightarrow$ referencia

$rea(t_k) \rightarrow$ realimentacion

$e(t_{k-1}) \rightarrow$ error_previo

$e(t_k) \rightarrow$ error_actual

$\Delta t \rightarrow$ delta_t

$u(t_k) \rightarrow$ salida

Algoritmo simple:

error_previo=0

integral=0

inicio:

error_actual=referencia-realimentacion

integral=integral+(error_actual)*delta_t

derivada=(error_actual-error_previo)/delta_t

salida=Kp*error_actual+(Kp/Ti)*integral+(Kp*Td)*derivada

error_previo =error_actual

esperar delta_t

ir a inicio



Algoritmo anti-windup integral y en la salida

error_previo=0

integral=0

inicio:

error_actual=referencia-realimentacion

integral=integral+(error_actual)*delta_t

si (integral>255) entonces:

integral=255

si (integral<-255) entonces:

integral=-255

derivada=(error_actual-error_previo)/delta_t

salida=Kp*error_actual+(Kp/Ti)*integral+(Kp*Td)*derivada

si (salida>255) entonces:

salida=255

si (salida<0) entonces:

salida=0

error_previo =error_actual

esperar delta_t

ir a inicio



4.3.4.3. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL

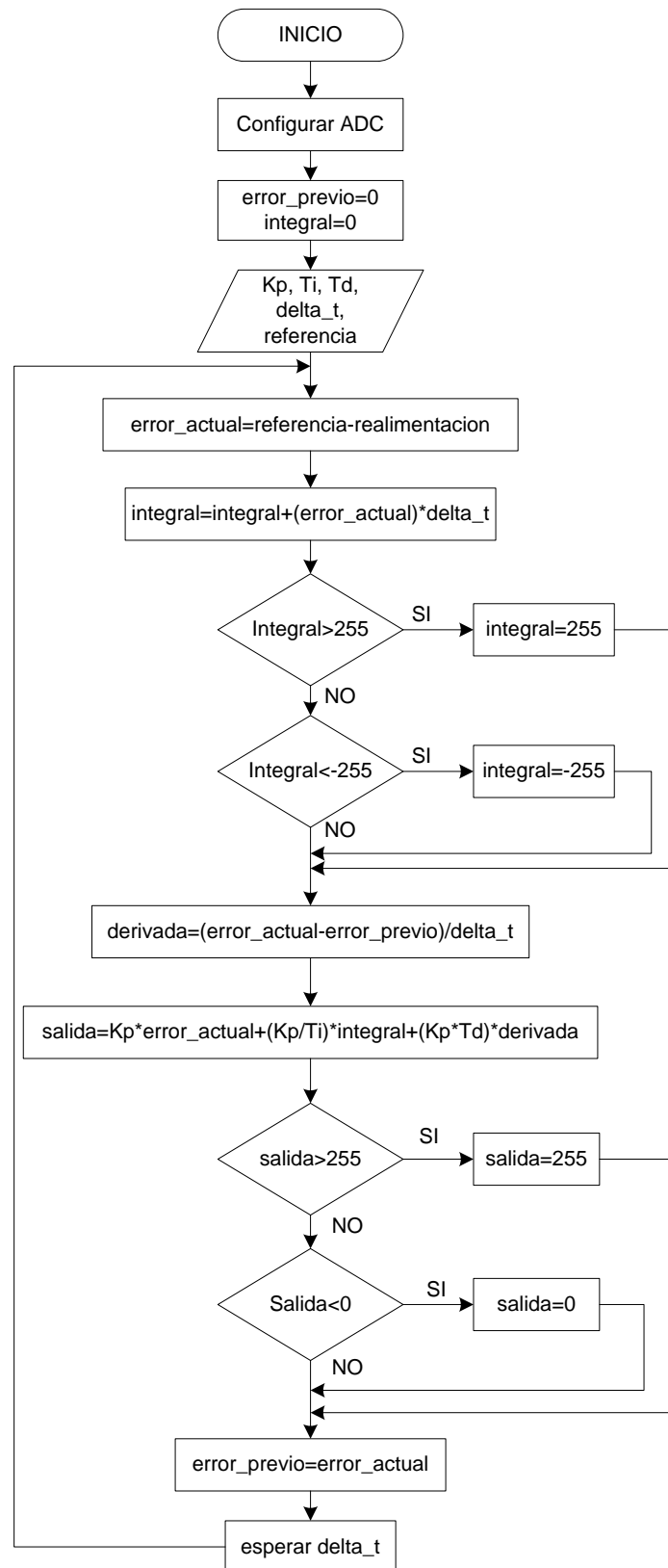


Figura 4.56. Diagrama de flujo general del control PID digital

4.3.4.4. IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL PID DIGITAL

Para la implementación del controlador PID se utiliza la configuración mostrada en el siguiente diagrama de bloques:

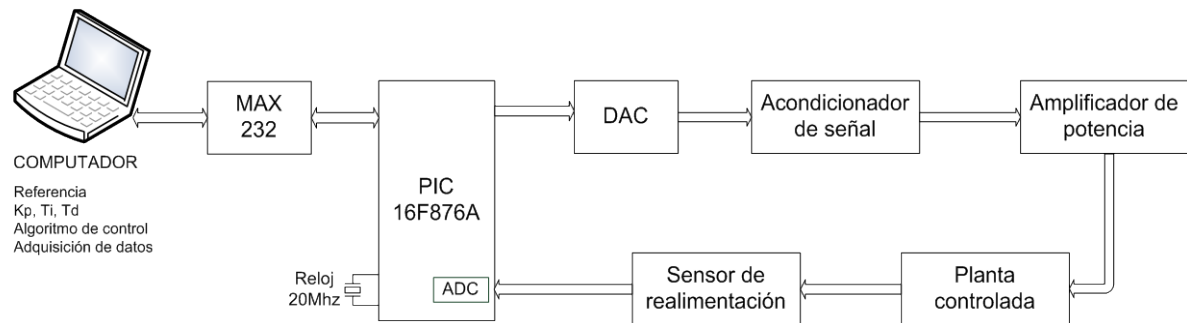


Figura 4.57. Configuración para la implementación del sistema de control digital

Computador (PC): El algoritmo de control PID se desarrolla en Visual Basic 2010, por las facilidades que presenta su lenguaje de programación BASIC y la interfaz gráfica con el usuario.

MAX-232: Etapa necesaria para comunicar de forma serial el PIC con el computador (PC), dado que amplifica los niveles de tensión de la salida del PIC a los establecidos por el estándar RS-232 para que sea interpretado correctamente por el PC. El circuito eléctrico y electrónico a utilizar corresponde al sugerido por el fabricante del dispositivo en su hoja de especificaciones (Fig. 4.66).

Microcontrolador PIC 16F876A: El PIC (*Peripheral Interface Controller*) cumple tres funciones principales la estructura de control digital propuesta: realizar internamente la conversión analógica-digital, ser la interface de comunicación serial RS-232 entre el PIC y el computador (PC), y por último, enviar el valor digital de salida del controlador PID por uno de sus puertos de forma paralela hacia el convertidor digital-analógico externo. En uno de sus puertos se ha colocado un diodo led (D1) para indicar funcionamiento correcto del dispositivo y su estado de encendido (Fig. 4.66).

Convertidor analógico digital (ADC): Se utilizará uno de los ADCs que incluye el PIC 16F876A. No obstante en el acabado final del circuito, estarán disponibles 4 canales de conversión, ya sea para aplicaciones de control o adquisición de datos. Los ciclos de reloj necesarios para el funcionamiento del ADC y ejecución de instrucciones del PIC los brindará un oscilador externo de 20MHz (Fig. 4.66).

Convertidor digital analógico (DAC): Implementado mediante una red de resistencias en escalera R2R, conectada paralelamente al puerto B del PIC. La salida analógica pasa al acondicionador de señal a través de un amplificador operacional en configuración seguidor de tensión U1(A) (Fig. 4.66).

Acondicionador de señal: La salida del DAC corresponde a una señal eléctrica analógica de 0-5V. El amplificador de potencia mediante UJT necesita para su funcionamiento una tensión de entrada de 2-8V, por tanto es necesaria una etapa de amplificación y de offset. Si se utiliza el amplificador de potencia mediante PIC, esta etapa se omite.

4.3.4.5. IMPLEMENTACIÓN EN VISUAL BASIC (COMPUTADOR)

El programa se implementó en Microsoft Visual Basic 2010 Express, disponible gratuitamente en la página web de Microsoft.

La interface gráfica para el usuario se muestra a continuación:

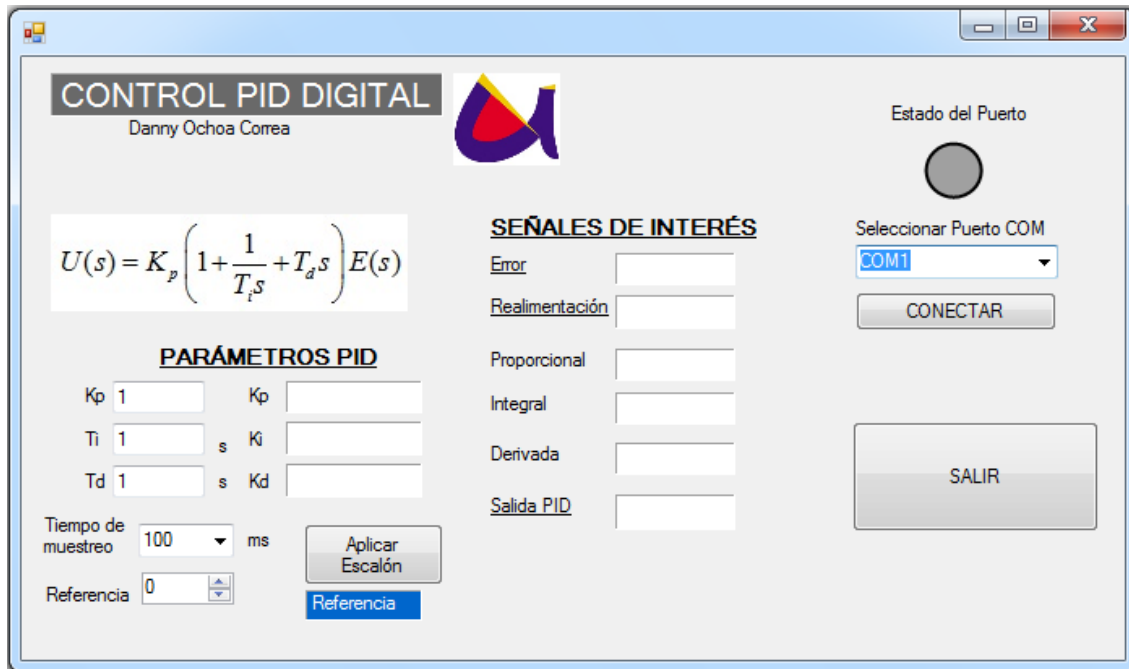


Figura 4.58. Interface gráfica implementada en Visual Basic 2010

Esta interface permite al usuario seleccionar el puerto COM para la comunicación serial con el PIC, ingresar los parámetros del controlador digital K_p , T_i , T_d , tiempo de muestreo y Referencia. Además visualiza el estado de cada una de las señales involucradas en el proceso de control.

4.3.4.5.1. FUNCIONAMIENTO

Como primer paso, el usuario debe seleccionar el puerto COM con el que desea trabajar.

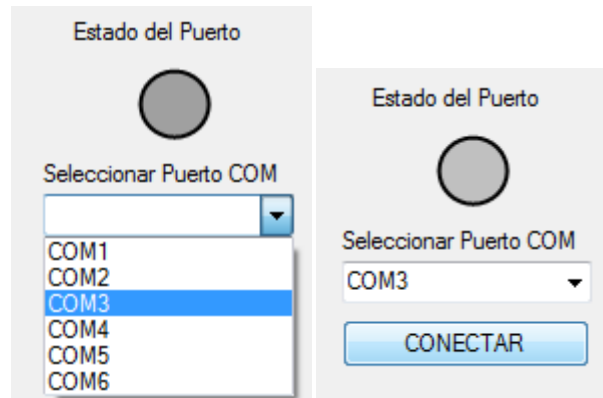


Figura 4.59. Selección del puerto serie

Al hacer clic en CONECTAR, se activa el botón CONTROL PID. Este botón permite al estudiante seleccionar el tipo de control a realizar: CONTROL PID ó CONTROL EN LAZO ABIERTO.

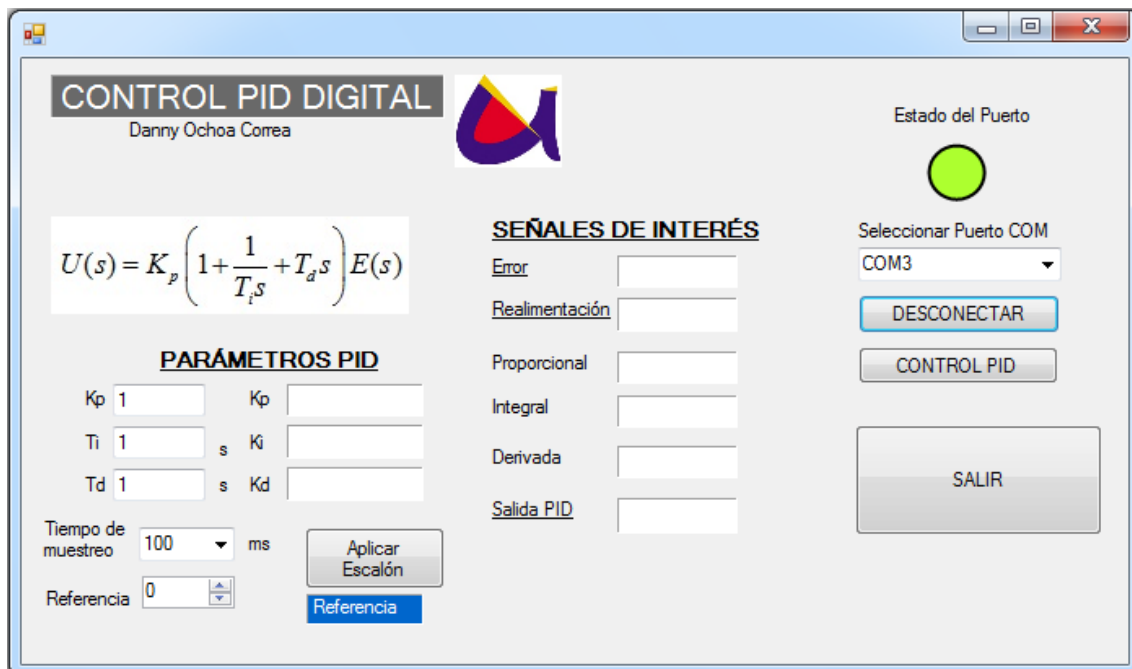


Figura 4.60. Selección del modo de funcionamiento

Funcionamiento como CONTROL PID:

Haciendo clic sobre el botón CONTROL PID, el controlador digital adquiere este funcionamiento.

El usuario puede modificar los valores de los Parámetros PID, que por defecto se muestran en la figura 4.61.

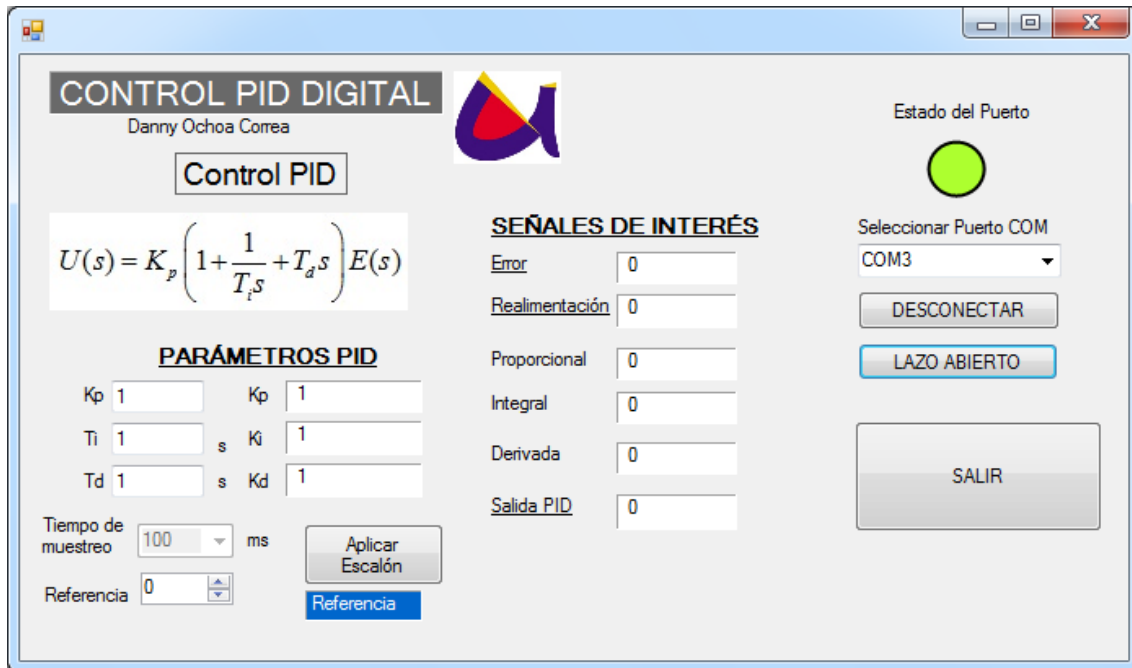


Figura 4.61. Funcionamiento como controlador PID

Las Señales de interés corresponden a los valores que poseen las variables del controlador en cada intervalo de muestreo seleccionado. Se muestra el error, la señal de realimentación y la salida del controlador PID.

Los parámetros K_p , T_i , T_d y la señal de referencia pueden ser modificados mientras el controlador se encuentra en funcionamiento, no así el Tiempo de muestreo, que requiere desconectar el puerto serie previamente.

Si se desea obtener un funcionamiento como controlador PI, hacer $T_d=0$. Por lo contrario, si se requiere utilizar sólo las etapas Proporcional y Derivativa (controlador PD), escribir en la casilla correspondiente a T_i la palabra "infinito", esto hace que K_i sea igual a cero.

Funcionamiento como CONTROL EN LAZO ABIERTO:

Al hacer clic sobre el botón LAZO ABIERTO, su funcionamiento cambia a controlador en lazo abierto.

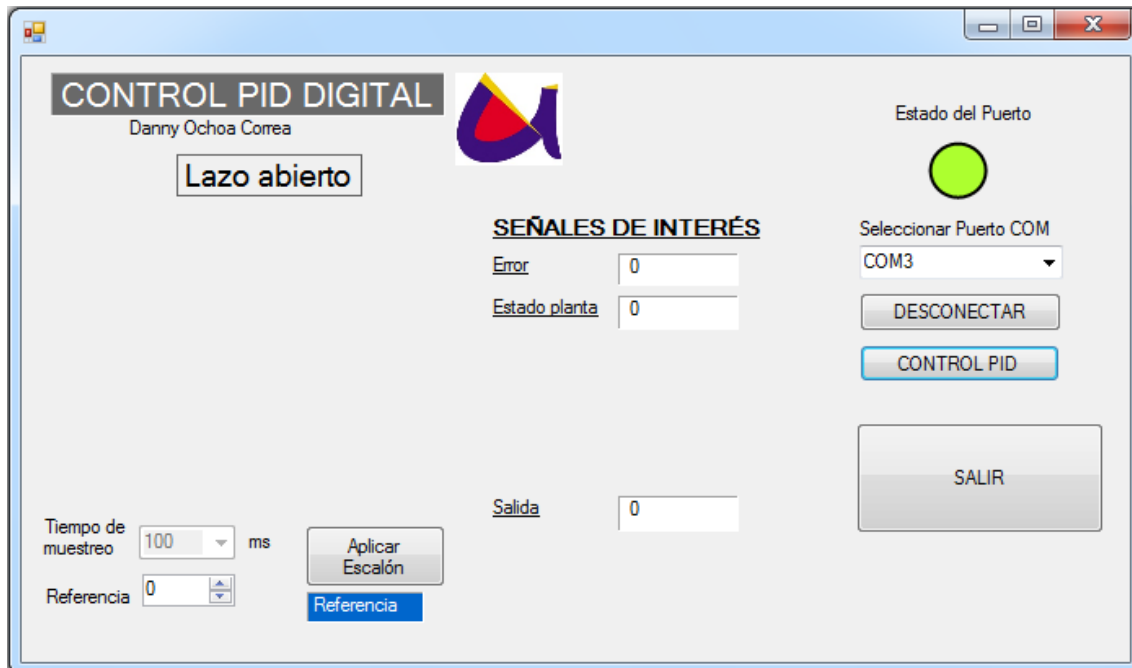


Figura 4.62. Funcionamiento como controlador en lazo abierto

Se puede observar que en este modo de funcionamiento, desaparecen los indicadores de los parámetros PID y las señales relacionadas, pues no son necesarias. No obstante, el Tiempo de muestreo y la señal de referencia son parámetros que requieren ser especificados en el controlador en lazo abierto. Como señales de interés aparecen: Error (diferencia entre la referencia y el estado de la planta), Estado planta (que indica el estado actual del proceso controlado) y la Salida del controlador.

Si se desea nuevamente activar el controlador PID, se hace clic sobre el botón CONTROL PID.

Aplicar entrada escalón al sistema: Esta acción se realiza pulsando el botón “Aplicar Escalón”. La amplitud del escalón corresponde al valor expresado en la casilla Referencia. Activada esta función, la etiqueta en el botón cambia a “Referencia”, que al pulsarlo nuevamente se aplica el escalón, pudiendo el estudiante, desde ese instante, variar este valor mientras el controlador se encuentra en ejecución. La etiqueta azul debajo del botón en mención indica el estado de la señal de entrada al sistema *Referencia/Escalón*.

Para detener la operación del controlador digital, se hace clic en DESCONECTAR y para salir del programa, en el botón SALIR.

4.3.4.5.2. LIMITACIONES

Propiedades de la comunicación serial: Para la comunicación serial entre el PC y el PIC se han establecido los siguientes parámetros fijos:

Tasa de transmisión: 9600 baudios

Bits de datos: 8

Bits de paridad: Ninguno

Bits de parada: 1

Tiempo de muestreo: Dado que la comunicación serial entre el computador y el PIC requiere de tiempo determinado, se ha restringido el Tiempo de muestreo a un valor mínimo de 30ms y un máximo de 3 segundos. Esta variable puede ser modificada desplegando la pestaña correspondiente y solamente cuando el puerto serial se encuentre desactivado. Se han colocado valores discretos de posibles tiempos de muestreo por una razón muy importante, el temporizador que utiliza Visual Basic no es exacto para todos los valores, por tanto, luego de un análisis minucioso, se puede garantizar que los valores colocados en la lista son muy aproximados en la práctica.

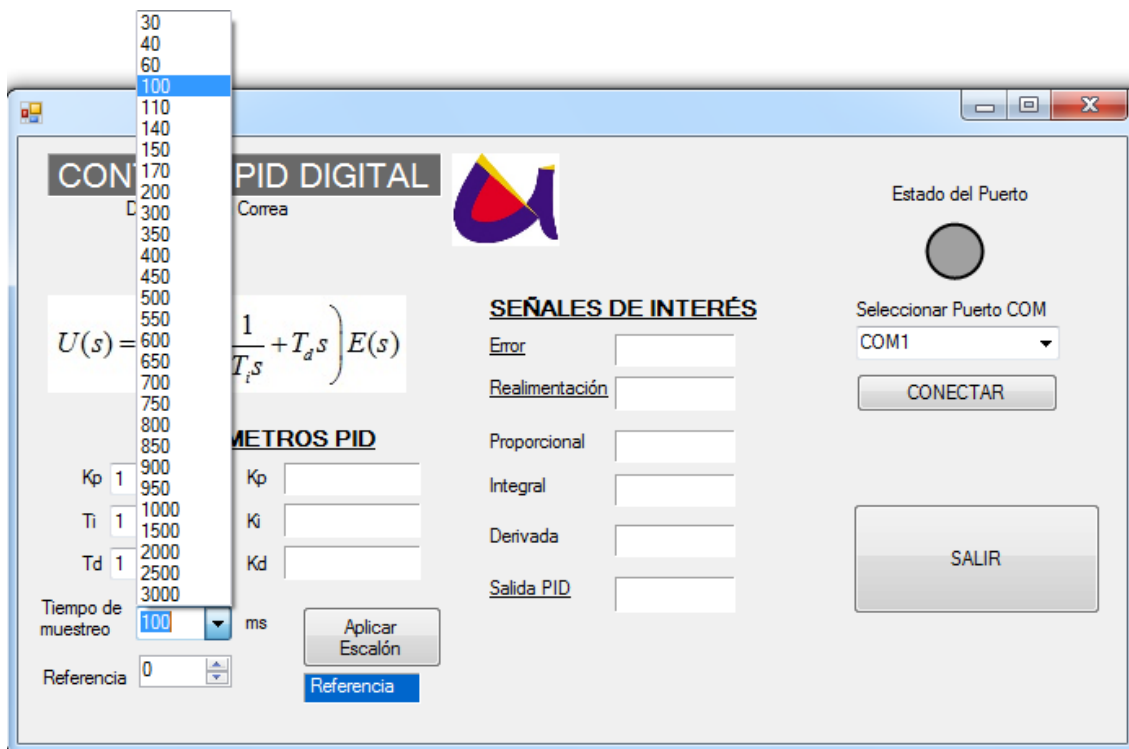


Figura 4.63. Selección del intervalo de muestreo

El bloque controlador PID para la implementación en Visual Basic, se resume en el siguiente diagrama de flujo:

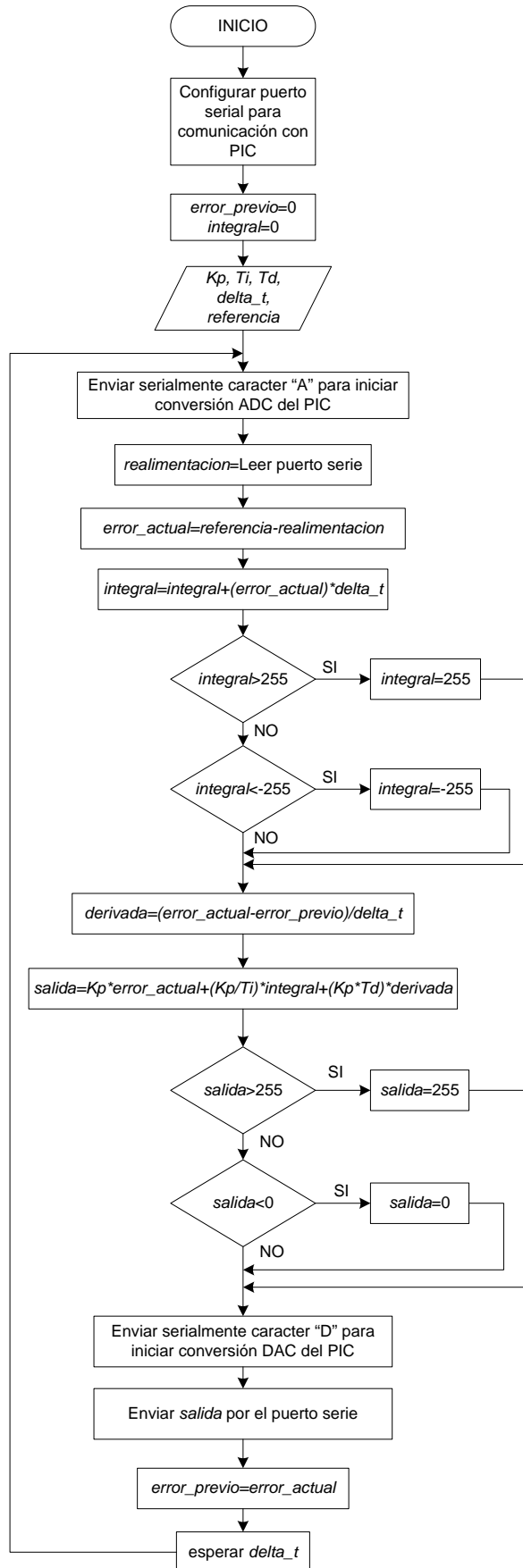


Figura 4.64. Diagrama de flujo del programa implementado en Visual Basic

4.3.4.6. IMPLEMENTACIÓN EN BASIC (MICRO CONTROLADOR PIC)

Como se indicó en la sección anterior, el PIC cumple tres funciones principales:

- Realizar la conversión analógica-digital
- Servir de interface de comunicación serial RS-232 entre el PIC y el computador (PC)
- Recibir el valor digital de salida del controlador PID por uno de sus puertos de forma serial y enviarlo hacia el convertidor digital-analógico externo.

El siguiente diagrama de flujo indica la secuencia de funcionamiento para llevar a cabo estas tareas:

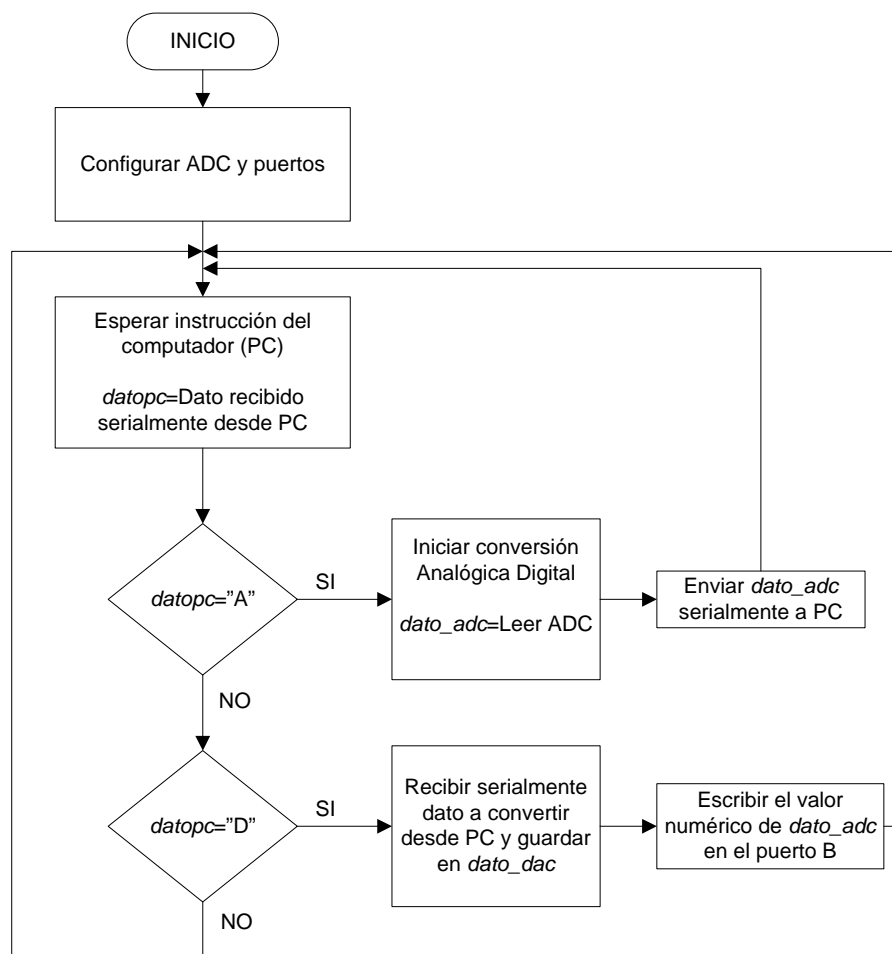


Figura 4.65. Diagrama de flujo del programa implementado en el PIC

4.3.5. BLOQUE ADC-PIC-DAC-MAX232

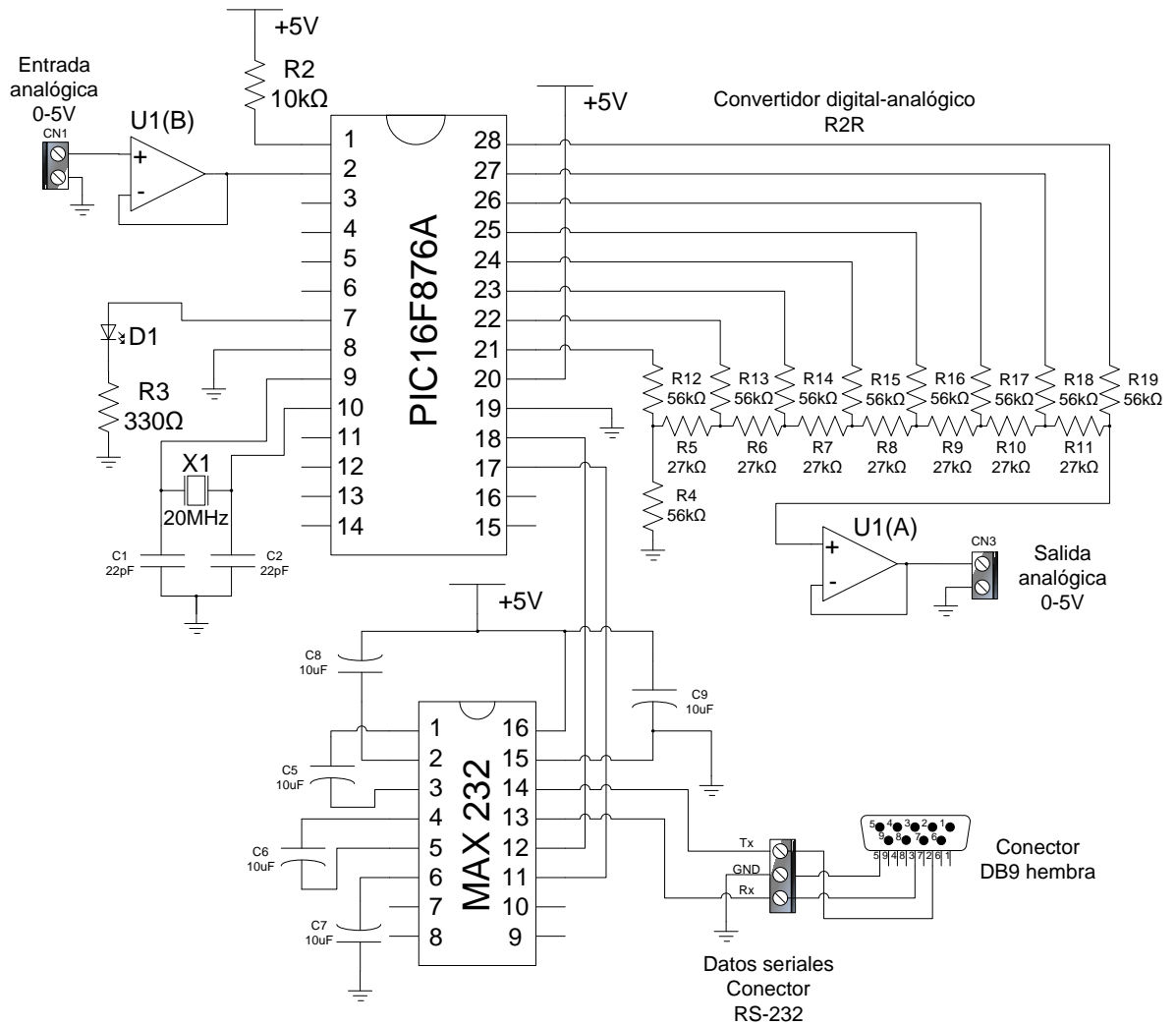


Figura 4.66. Diagrama eléctrico y electrónico del bloque ADC-PIC-DAC-MAX232

CAPÍTULO 5

MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO DE LOS MÓDULOS DE CONTROL

5.1. MODELACIÓN MATEMÁTICA

5.1.1 MODELO MATEMÁTICO DE UN MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA CC

El motor de corriente continua CC, es un transductor que convierte energía eléctrica en energía mecánica.

Para la modelación de un motor de CC se realizan dos análisis: eléctrico y mecánico, para obtener su función de transferencia.

ANÁLISIS ELÉCTRICO

El circuito eléctrico equivalente es:

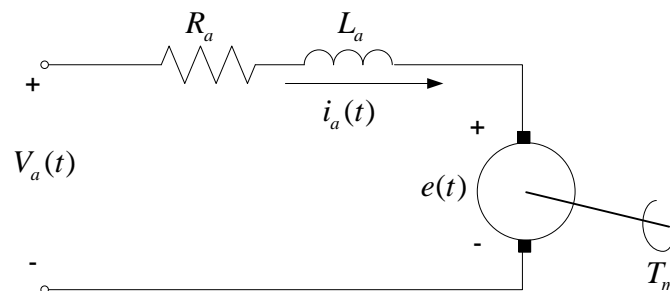


Figura 5.1. Circuito eléctrico equivalente de un motor de CC.

La armadura está modelada como un circuito con resistencia R_a conectada en serie a una inductancia L_a , y a una fuente de tensión $e(t)$ que representa la fuerza contra-electromotriz en la armadura cuando el motor gira.

De acuerdo a la Ley de Ohm:

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e(t) \quad (5.1)$$

Luego, la fuerza contra-electromotriz es igual a:



$$e(t) = K_m \cdot \phi \cdot \omega_m$$

Si se supone que el flujo Φ es constante:

$$e(t) = K_v \omega_m = K_v \frac{d\theta_m}{dt} \quad (5.2)$$

donde K_v es la constante de fuerza contra-electromotriz.

Sustituyendo (5.2) en (5.1):

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + K_v \frac{d\theta_m}{dt} \quad (5.3)$$

Aplicando transformada de Laplace a la ecuación (5.3), se tiene:

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + sL_a I_a(s) + sK_v \Theta_m(s) \quad (5.4)$$

Ahora bien, para realizar un análisis lineal, se supone que el torque desarrollado por el motor es proporcional al flujo magnético y la corriente de armadura:

$$T_m(t) = K_m \cdot \phi \cdot i_a(t)$$

Considerando un flujo Φ constante:

$$T_m(t) = K_t i_a(t) \quad (5.5)$$

Donde K_t es la constante de torque o par.

Aplicando transformada de Laplace a (5.5):

$$T_m(s) = K_t I_a(s) \quad (5.6)$$

ANÁLISIS MECÁNICO

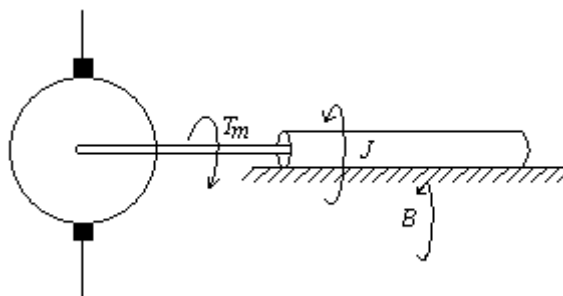




Figura 5.2. Diagrama mecánico del eje de un motor de CC

Bajo la consideración de que el eje y rotor son rígidos, el torque viene dado por:

$$T_m(t) = J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B \frac{d\theta_m}{dt} \quad (5.7)$$

Aplicando transformada de Laplace a (5.7):

$$T_m(s) = s^2 J \cdot \Theta_m(s) + sB \cdot \Theta_m(s) \quad (5.8)$$

Igualando (5.6) y (5.8), se obtiene:

$$s^2 J \cdot \Theta_m(s) + sB \cdot \Theta_m(s) = K_t \cdot I_a(s)$$

Despejando $I_a(s)$:

$$I_a(s) = \frac{s^2 J \cdot \Theta_m(s) + sB \cdot \Theta_m(s)}{K_t} \quad (5.9)$$

Sustituyendo (5.9) en (5.4):

$$V_a(s) = R_a I_a(s) + sL_a I_a(s) + sK_v \Theta_m(s)$$

$$V_a(s) = (R_a + sL_a) I_a(s) + sK_v \Theta_m(s)$$

$$V_a(s) = (R_a + sL_a) \left[\frac{s^2 J \cdot \Theta_m(s) + sB \cdot \Theta_m(s)}{K_t} \right] + sK_v \cdot \Theta_m(s)$$

$$V_a(s) = \frac{(R_a + sL_a) [s^2 J \cdot \Theta_m(s) + sB \cdot \Theta_m(s)] + sK_v K_t \cdot \Theta_m(s)}{K_t}$$

$$V_a(s) = \frac{(R_a + sL_a)(s^2 J + sB) \Theta_m(s) + sK_v K_t \cdot \Theta_m(s)}{K_t}$$

$$\frac{V_a(s)}{\Theta_m(s)} = \frac{(R_a + s \cdot L_a)(s^2 J + sB) + sK_v K_t}{K_t}$$

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{(R_a + sL_a)(s^2 J + sB) + sK_v K_t}$$



$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{s[(R_a + sL_a)(sJ + B) + K_v K_t]} \quad (5.10)$$

Luego $\omega_m(t) = \frac{d\theta_m}{dt}$. Aplicando la transformada de Laplace: $\Omega_m(s) = s \cdot \Theta_m(s)$, por tanto es posible reescribir la ecuación (5.10) de la siguiente manera:

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{[(R_a + sL_a)(sJ + B) + K_v K_t]}$$

Desarrollando el denominador y reagrupando términos:

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a \cdot J \cdot s^2 + (R_a \cdot J + L_a \cdot B)s + (R_a \cdot B + K_v \cdot K_t)} \quad (5.11)$$

Función de Transferencia del motor de CC

Donde:

R_a	Resistencia de armadura, Ω
L_a	Inductancia de la armadura, H
K_t	Constante del torque o par, $N \cdot m / A$
K_v	Constante de fuerza contra-electromotriz, $V \cdot s / rad$
J	Momento de inercia del motor y carga, $Kg \cdot m^2$
B	Coefficiente de fricción viscosa, $N \cdot m \cdot s / rad$

Parámetros de la planta controlada

Para obtener los parámetros de la planta controlada se realizaron pruebas experimentales a un motor de corriente continua con las siguientes características:

Fabricante: BALDOR
Potencia: 1/4HP
Tensión: 120V
Corriente de operación continua: 1.25A
Velocidad nominal: 1750RPM
Ciclo: Corriente continua (CC)

Los parámetros eléctricos y mecánicos calculados corresponden a los siguientes:



$$R_a = 3.68\Omega$$

$$L_a = 0.0182H$$

$$K_v = 0.5396V \cdot s / rad$$

$$K_t = 0.5396N \cdot m / A$$

$$J = 0.0527Kg \cdot m^2$$

$$B = 0.018N \cdot m \cdot s / rad$$

Al sustituir estos valores en (5.11):

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{0.5396}{(0.0182)(0.0527)s^2 + ((3.68)(0.0527) + (0.0182)(0.018))s + ((3.68)(0.018) + (0.5396)(0.5396))}$$

(5.12)

La respuesta a un escalón de amplitud 120V es:

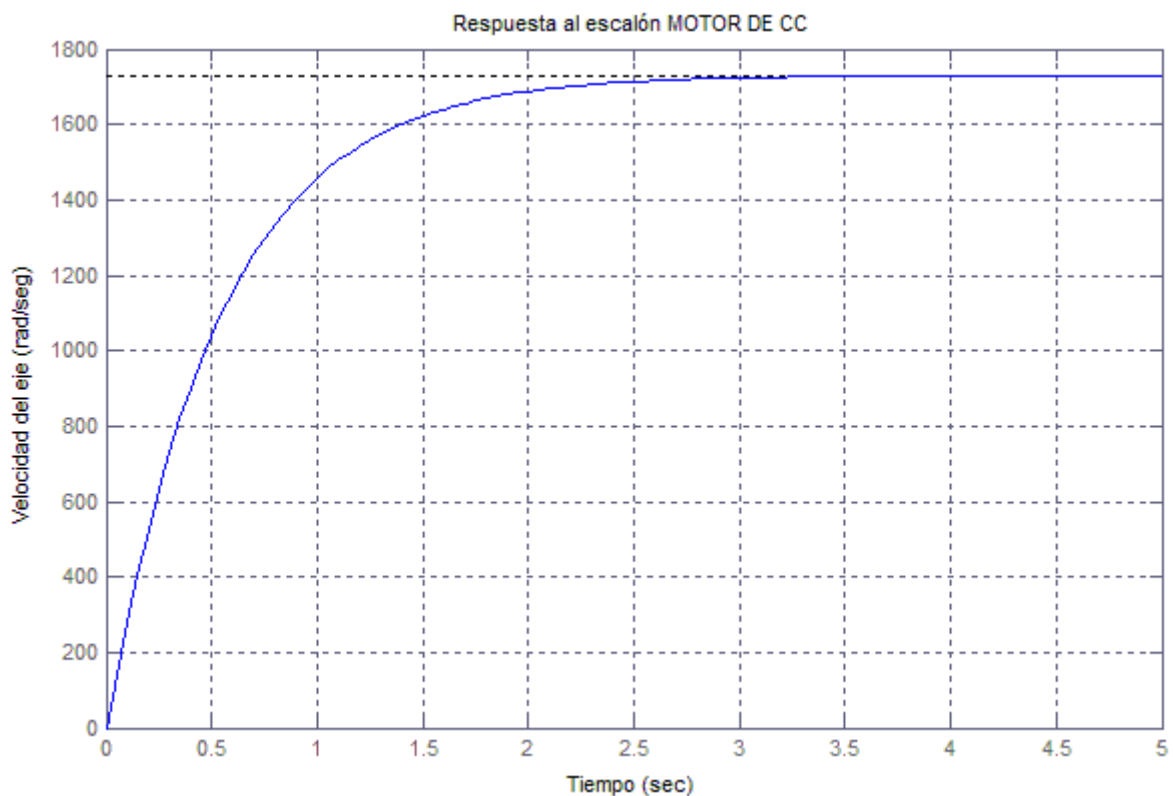


Figura 5.3. Respuesta del motor de CC ante una entrada escalón de amplitud 120V.

5.1.2. MODELO MATEMÁTICO SISTEMA DE CONTROL DE NIVEL DE LÍQUIDO

El funcionamiento del sistema se muestra en la siguiente figura:

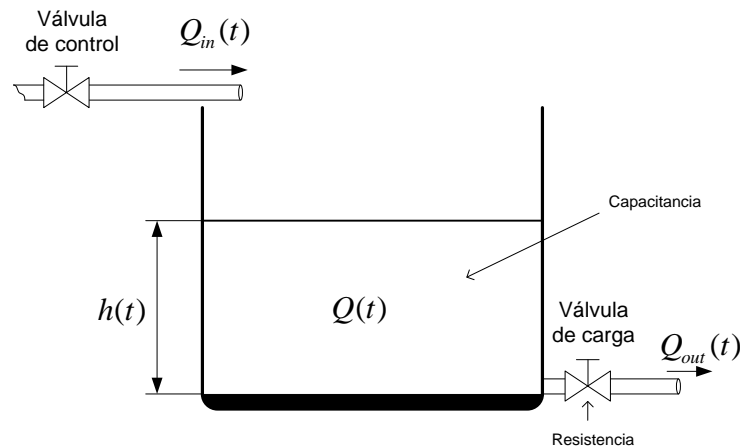


Figura 5.4. Planta de control de nivel de líquido

El tanque actúa como un capacitor de fluido donde el líquido ingresa y sale.

De acuerdo a la ecuación de conservación de masa del fluido se tiene que:

$$\begin{aligned} Q(t) &= Q_{in}(t) - Q_{out}(t) \\ Q_{in}(t) &= Q(t) + Q_{out}(t) \end{aligned} \quad (5.13)$$

donde:

$Q_{in}(t)$ → flujo de líquido que ingresa al tanque por unidad de tiempo (caudal), m^3/s .

$Q_{out}(t)$ → flujo de líquido que sale tanque por unidad de tiempo (caudal), m^3/s .

$Q(t)$ → flujo de líquido almacenado en el tanque por unidad de tiempo (caudal), m^3/s .

El caudal del líquido almacenado en el tanque viene determinado por la expresión:

$$Q(t) = A \cdot v(t) \quad (5.14)$$

donde:

A → área de sección transversal del tanque, m^2 .

$v(t)$ → velocidad del fluido almacenado en el tanque, m/s .

La ecuación (5.14) puede ser reescrita en términos del nivel de líquido en el tanque, $h(t)$, como sigue:



$$Q(t) = A \cdot \frac{dh(t)}{dt} \quad (5.15)$$

A su vez, el caudal de salida del tanque, depende del área del orificio de salida a , la altura de líquido en el tanque h y la constante gravitacional g [28]:

$$Q_{out}(t) = a\sqrt{2gh(t)} \quad (5.16)$$

Reemplazando (5.16) y (5.15) en (5.13):

$$Q_{in}(t) = A \frac{dh(t)}{dt} + a\sqrt{2gh(t)} \quad (5.17)$$

La ecuación (5.17) evidencia claramente una relación no lineal entre el caudal de ingreso y la altura del fluido en el tanque. Es posible linealizar esta expresión asumiendo pequeñas perturbaciones en el proceso sobre un punto de operación.

Cuando el caudal de entrada Q_{in} permanece constante, el caudal de salida del contenedor alcanza el valor de estado estacionario $Q_{out} = Q_0$, y la altura del líquido el valor constante $h = h_0$, por tanto de la ecuación (4):

$$Q_0 = a\sqrt{2gh_0} \quad (5.18)$$

Ahora, considerando una pequeña perturbación en el caudal de entrada al tanque cuando este se encuentra en estado estacionario, se obtiene:

$$\Delta Q_{in}(t) = Q_{in}(t) - Q_0 \quad (5.19)$$

y como resultado, el nivel de líquido en el tanque será modificado un valor dado por:

$$\Delta h(t) = h(t) - h_0 \quad (5.20)$$

Sustituyendo (5.19) y (5.20) en (5.17) se obtiene:

$$\begin{aligned} \Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d(\Delta h(t) + h_0)}{dt} + a\sqrt{2g(\Delta h(t) + h_0)} \\ \Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + a\sqrt{2g(\Delta h(t) + h_0)} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Despejando el término a de (5.18) y reemplazando en (5.21):



$$\begin{aligned}\Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + \frac{Q_0}{\sqrt{2gh_0}} \sqrt{2g(\Delta h(t) + h_0)} \\ \Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + Q_0 \sqrt{\frac{2g(\Delta h(t) + h_0)}{2gh_0}} \\ \Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + Q_0 \sqrt{\frac{\Delta h(t)}{h_0}} + 1\end{aligned}\quad (5.22)$$

Para linealizar la ecuación (5.22) se utiliza la aproximación por series de Taylor (5.23). Ya que se asumen pequeñas perturbaciones, se toma solamente el primer término, y $x_0 = 0$:

$$f(x) \approx f(x_0) + \left. \frac{df(x)}{dx} \right|_{x=x_0} (x - x_0) + \dots \quad (5.23)$$

$$\begin{aligned}f(x) = \sqrt{1+x} &\approx \left(\sqrt{1+x_0} + \frac{1}{2\sqrt{1+x_0}} (x - x_0) \right) \Big|_{x_0=0} \\ f(x) = \sqrt{1+x} &\approx 1 + \frac{x}{2}\end{aligned}\quad (5.24)$$

Por tanto, el término $\sqrt{\frac{\Delta h(t)}{h_0}} + 1$ de la ecuación (5.22) puede ser aproximado como:

$$\sqrt{\frac{\Delta h(t)}{h_0}} + 1 \approx 1 + \frac{\Delta h(t)}{2h_0} \quad \text{cuando} \quad \frac{\Delta h(t)}{h_0} \approx 0$$

La ecuación (5.22) linealizada corresponde a:

$$\begin{aligned}\Delta Q_{in}(t) + Q_0 &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + Q_0 \left(1 + \frac{\Delta h(t)}{2h_0} \right) \\ \Delta Q_{in}(t) &= A \frac{d\Delta h(t)}{dt} + Q_0 \frac{\Delta h(t)}{2h_0}\end{aligned}\quad (5.25)$$

Tomando la transformada de Laplace a la ecuación (5.25), para pequeñas perturbaciones con respecto al estado estacionario:

$$Q_{in}(s) = AsH(s) + \frac{Q_0}{2h_0} H(s) \quad (5.26)$$



La función de transferencia de la planta se obtiene hallando la relación salida entrada $H(s)/Q_{in}(s)$:

$$\frac{H(s)}{Q_{in}(s)} = \frac{1}{As + \frac{Q_0}{2h_0}} \quad (5.27)$$

Por tanto es un sistema de primer orden.

Una forma alternativa de expresar la función de transferencia (5.27), es mediante el concepto de resistencia y capacitancia de fluidos.

La resistencia se define como el cambio en la diferencia de nivel de líquido necesario para producir un cambio de una unidad en la velocidad del flujo:

$$R = \frac{\text{cambio en la diferencia de nivel [m]}}{\text{cambio en la velocidad del flujo [m}^3/\text{seg}]}, [\text{seg/m}^2]$$

La capacitancia de un tanque se define como el cambio necesario en la cantidad de líquido almacenado, para producir un cambio de una unidad en la altura del mismo:

$$C = \frac{\text{cambio en el liquido almacenado [m}^3\text{]}}{\text{cambio en la altura [m]}}, [\text{m}^2]$$

Considerando un flujo turbulento de entrada, la resistencia R es:

$$R = \frac{2H}{Q} \quad (5.28)$$

Mientras que la capacitancia del tanque es igual a su área transversal:

$$C = A \quad (5.29)$$

La ecuación (5.27) puede ser reescrita como:

$$\frac{H(s)}{Q_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{2h_0}{Q_0}\right)}{\left(\frac{2h_0}{Q_0}\right)As + 1} \quad (5.30)$$

Sustituyendo (5.28) y (5.29) en (5.30):



$$\boxed{\frac{H(s)}{Q_{in}(s)} = \frac{R}{RCs + 1}} \quad (5.31)$$

Las ecuaciones (5.27) y (5.31) son equivalentes, de primer orden y representan al sistema de nivel de líquido.

La expresión (5.31) puede también ser escrita en términos de la tensión con la que es alimentada la electroválvula $V_{in}(t)$ y del nivel de líquido en el contenedor $H(t)$. Dado que existe una relación lineal entre la tensión aplicada a la electroválvula con respecto al flujo de agua por unidad de tiempo que ingresa al contenedor $Q_{in}(s) = \alpha V_{in}(s)$, la ecuación (5.31) quedaría finalmente de la siguiente manera:

$$\boxed{\frac{H(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\alpha R}{RCs + 1}} \quad (5.32)$$

Parámetros de la planta de control de temperatura:

Para determinar los parámetros de la planta su utilizará el modelo de planta de primer orden con tiempo de retardo estudiado en el capítulo 2:

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-sL}}{Ts + 1} \quad (5.33)$$

donde K es la ganancia, L es el tiempo de retardo (o tiempo muerto) y T es la constante de tiempo de la planta.

Se construyo físicamente la planta con el diseño sugerido en el capítulo 4 con el fin de determinar sus parámetros.

Luego de realizar pruebas experimentales a la planta de control de temperatura, se obtuvieron los siguientes parámetros:

Tiempo muerto: $L = 2.5s$
Constante de tiempo: $T = 13.2s$
Nivel máximo: $H \text{ max} = 35cm$
Nivel mínimo: $H \text{ min} = 0cm$



La ganancia K es función de la diferencia de nivel de líquido del contenedor a controlar ΔH y de la tensión aplicada a la bomba por el amplificador de potencia $V_{in}(t)$, por tanto, se calcula de la siguiente manera:

$$K = \frac{\Delta\theta}{V_{in}(t)} = \frac{35-0}{84} = \frac{35}{84}$$

La función de transferencia de la planta de control de temperatura queda de la siguiente manera:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{35}{84}\right)e^{-2.5s}}{13.2s+1} \quad (5.34)$$

Aplicando un escalón de amplitud 84V a la entrada de la planta:

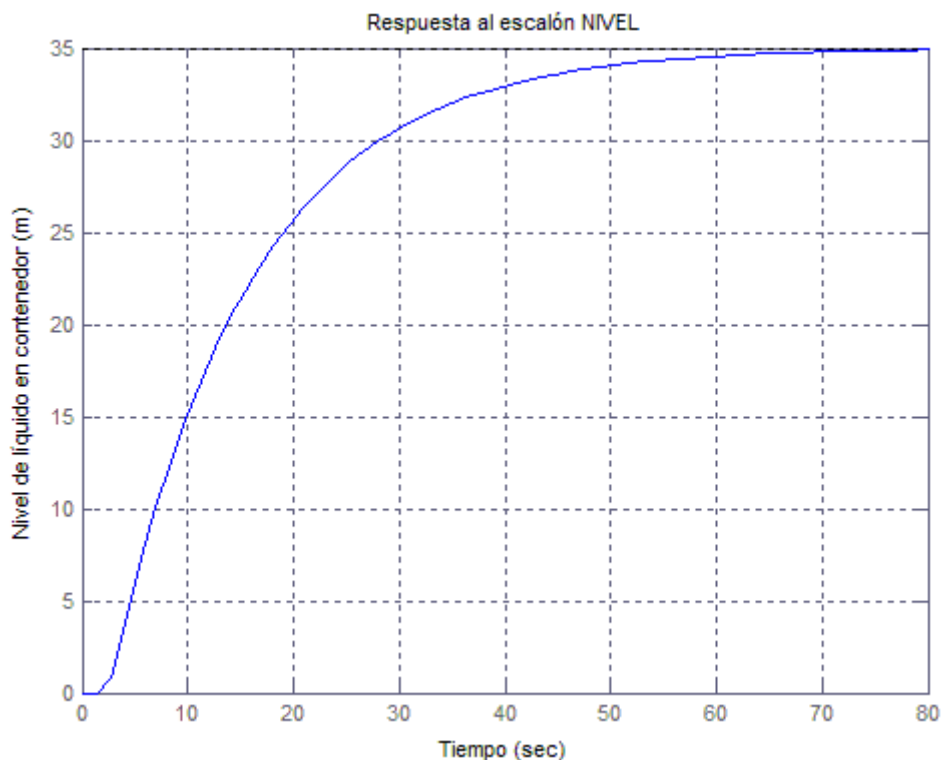


Figura 5.5. Respuesta al escalón planta de control de nivel de líquido

5.1.3. MODELO MATEMÁTICO SISTEMA DE CONTROL DE TEMPERATURA

El funcionamiento del sistema se muestra en la siguiente figura:

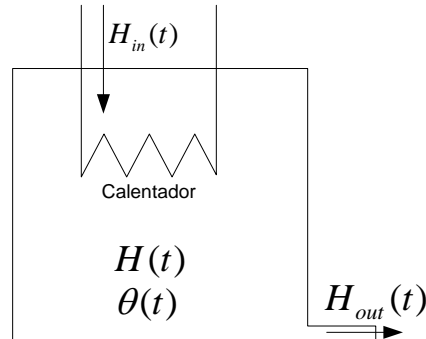


Figura 5.6. Planta de control de temperatura

Por la ley de conservación de calor se tiene que:

$$H(t) = H_{in}(t) - H_{out}(t)$$

$$H_{in}(t) = H(t) + H_{out}(t) \quad (5.35)$$

donde:

$H_{in}(t)$ → flujo de calor que ingresa la cámara por unidad de tiempo, $kcal / s$.

$H_{out}(t)$ → flujo de calor que sale la cámara por unidad de tiempo, $kcal / s$.

$H(t)$ → flujo de calor almacenado en la cámara por unidad de tiempo, $kcal / s$.

El flujo de calor existente en la cámara por unidad de tiempo viene determinado por la expresión [29]:

$$H(t) = mc \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (5.36)$$

donde:

m → masa de la sustancia dentro de la cámara, kg .

c → calor específico de la sustancia dentro de la cámara, $kcal / kg^{\circ}C$.

$\theta(t)$ → temperatura dentro de la cámara de calefacción, $^{\circ}C$.

El flujo de calor que sale de la cámara por unidad de tiempo [30]:

$$H_{out}(t) = Gc\theta(t) \quad (5.37)$$

donde:



$G \rightarrow$ flujo de masa de la sustancia a través de la cámara de calefacción, kg / s .

Reemplazando (5.36) y (5.37) en (5.35):

$$H_{in}(t) = mc \frac{d\theta(t)}{dt} + Gc\theta(t) \quad (5.38)$$

Cuando el flujo de calor por unidad de tiempo H_{in} permanece constante, el flujo de calor de salida alcanza el valor de estado estacionario $H_{out} = H_0$, y la temperatura dentro de la cámara el valor constante $\theta = \theta_0$, por tanto de la ecuación (5.37):

$$H_0 = Gc\theta_0 \quad (5.39)$$

Despejando G de la ecuación (5.39) y reemplazando en (5.38):

$$H_{in}(t) = mc \frac{d\theta(t)}{dt} + \frac{H_0}{\theta_0} \theta(t) \quad (5.40)$$

Tomando la transformada de Laplace a la ecuación (5.40):

$$H_{in}(s) = mc \cdot s\Theta(s) + \frac{H_0}{\theta_0} \Theta(s) \quad (5.41)$$

La función de transferencia de la planta se obtiene hallando la relación salida entrada $H(s) / Q_{in}(s)$:

$$\boxed{\frac{\Theta(s)}{H_{in}(s)} = \frac{1}{mc \cdot s + \frac{H_0}{\theta_0}}} \quad (5.42)$$

Por tanto se trata de un sistema de primer orden.

Alternativamente, la función de transferencia (5.42) se la puede representar con los parámetros resistencia y capacitancia térmica.

La resistencia térmica para la transferencia de calor entre dos sustancias se define de la siguiente manera:

$$R = \frac{\text{cambio en la diferencia de temperatura } [^{\circ}\text{C}]}{\text{cambio en el flujo de calor } [\text{kcal} / \text{s}]}, [^{\circ}\text{C} \cdot \text{s} / \text{kcal}]$$



La capacitancia térmica se define mediante:

$$C = \frac{\text{cambio en el calor almacenado [kcal]}}{\text{cambio en la temperatura [}^{\circ}\text{C]}} \text{, [kcal/}^{\circ}\text{C]}$$

De acuerdo a la definición, la resistencia térmica para la condición de estado estacionario es:

$$R = \frac{\theta_0}{H_0} \quad (5.43)$$

Mientras que la capacitancia del tanque es igual al producto de la masa de la sustancia por el calor específico de la misma:

$$C = mc \quad (5.44)$$

La ecuación (5.42) puede ser reescrita como:

$$\frac{\Theta(s)}{H_{in}(s)} = \frac{\left(\frac{\theta_0}{H_0}\right)}{\left(\frac{\theta_0}{H_0}\right)mc \cdot s + 1} \quad (5.45)$$

Sustituyendo (5.43) y (5.44) en (5.45):

$$\boxed{\frac{\Theta(s)}{H_{in}(s)} = \frac{R}{RCs + 1}} \quad (5.46)$$

Las ecuaciones (5.42) y (5.46) son equivalentes, de primer orden y representan al sistema térmico.

La expresión (5.46) puede también ser escrita en términos de la tensión con la que es alimentado el calentador eléctrico $V_{in}(t)$ la temperatura dentro de la cámara $\Theta(t)$. Asumiendo una relación lineal entre la tensión aplicada al calentador con respecto al flujo de calor que ingresa a la cámara $H_{in}(s) = \alpha V_{in}(s)$, la ecuación (5.46) quedaría finalmente de la siguiente manera:

$$\boxed{\frac{\Theta(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\alpha R}{RCs + 1}} \quad (5.47)$$



Parámetros de la planta de control de temperatura:

La ecuación (5.47) demuestra que el comportamiento dinámico de la planta de control de temperatura obedece a un sistema de primer orden. Bien, para determinar sus parámetros se ha visto conveniente utilizar el modelo de planta de primer orden con tiempo de retardo estudiado en el capítulo 2:

$$G_p(s) = \frac{Ke^{-sL}}{Ts + 1} \quad (5.48)$$

donde K es la ganancia, L es el tiempo de retardo (o tiempo muerto) y T es la constante de tiempo de la planta.

Obtener estos parámetros requiere de pruebas experimentales sobre la planta, en función de su respuesta ante un escalón en la entrada en lazo abierto. Por tanto se construyó físicamente la planta con el diseño sugerido en el capítulo 4.

Luego de realizar pruebas experimentales a la planta de control de temperatura, se obtuvieron los siguientes parámetros:

Tiempo muerto:	$L = 14.7s$
Constante de tiempo:	$T = 21.3s$
Temperatura máxima:	$\theta_{\max} = 65^\circ C$
Temperatura mínima:	$\theta_{\min} = 15^\circ C$ (Ambiente)

Dado que la ganancia K , es función de la diferencia de temperatura a controlar $\Delta\theta$ y de la tensión suministrada por el amplificador de potencia $V_{in}(t)$, se calcula de la siguiente manera:

$$K = \frac{\Delta\theta}{V_{in}(t)} = \frac{65 - 15}{84} = \frac{45}{84}$$

Por tanto, la función de transferencia de la planta de control de temperatura queda de la siguiente manera:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{45}{84}\right)e^{-14.7s}}{21.3s + 1} \quad (5.49)$$

Aplicando un escalón de amplitud 84V a la entrada de la planta:

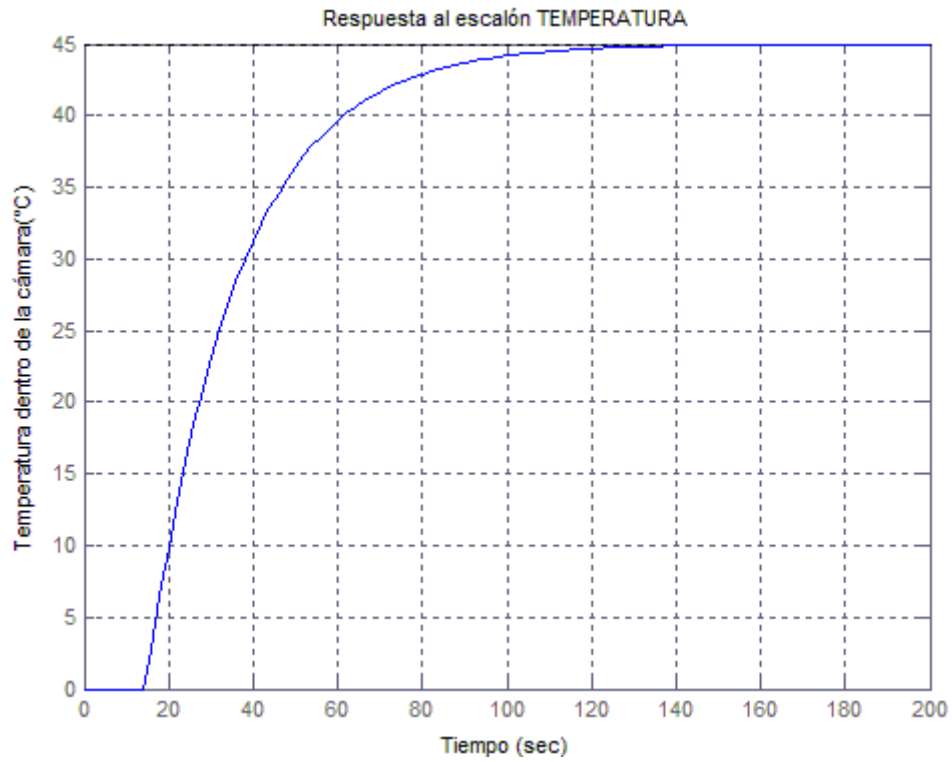


Figura 5.7. Respuesta al escalón planta de control de temperatura



5.2. SIMULACIÓN DE FUNCIONAMIENTO

5.2.1. INTRODUCCIÓN

Simulación se puede definir como la técnica que imita el funcionamiento de un sistema del mundo real cuando evoluciona con el tiempo [31]. Es una técnica muy poderosa y usada extensamente en las ciencias, cuyo propósito es intentar modelar situaciones de la vida real mediante un programa de computadora.

La simulación por computadora se ha convertido en una parte fundamental del modelado de sistemas físicos, químicos, biológicos, etc., pues una vez diseñado y desarrollado este modelo, es posible conducir experimentos con el propósito de entender el comportamiento del sistema o evaluar diferentes estrategias con las cuales puede ser operado. Estos experimentos comprenden ciertos tipos de relaciones matemáticas y lógicas, las cuales son necesarias para describir el comportamiento y la estructura de sistemas del mundo real a través de periodos de tiempo cortos o largos.

5.2.2. IMPORTANCIA DE LA SIMULACIÓN

La gran disponibilidad de programas computacionales y los recientes avances en las metodologías de simulación, han hecho que esta técnica sea una de las herramientas más importantes y ampliamente utilizadas en el análisis de sistemas.

Las aplicaciones de la simulación son diversas, además, es cada vez más amigable con el usuario, pues no requiere que éste sea un programador ni mucho menos un especialista en computación.

La simulación puede ser utilizada durante la etapa de diseño para contribuir en el logro o mejoramiento de un proceso o bien a un sistema existente para analizar algunas modificaciones u optimizaciones.

Es recomendable aplicar la técnica de la simulación a sistemas ya existentes cuando existe algún problema de operación o cuando se requiere realizar mejoras en su comportamiento. Se puede analizar el efecto que ocurre sobre el sistema cuando se cambian algunos de sus componentes; es posible evaluar si el problema es solucionado correctamente antes de realizar este cambio físicamente sobre la planta o bien para determinar el medio técnico y económico óptimo para lograr las mejoras deseadas.

La simulación pretende reproducir el comportamiento real del sistema a partir de cálculos numéricos, por medio del computador, de las ecuaciones matemáticas que describen a dicho sistema. Por lo tanto la simulación será tan exacta como sean las ecuaciones utilizadas y la capacidad de la computadora para resolverlas, lo cual establece límites a su utilización.



5.2.3. SOLUCIÓN ANALÍTICA VS SIMULACIÓN

Si el modelo es relativamente sencillo, es posible trabajar con cantidades y relaciones que tiendan a ser exactas, obteniéndose entonces una solución muy cercana a la realidad.

Pero cuando el modelo es muy complejo, la opción de utilizar una solución analítica empieza a descartarse, dando paso al estudio del sistema mediante simulación.

5.2.4. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL USO DE LA SIMULACIÓN

A continuación se exponen algunas ventajas de un estudio de simulación [32]:

- A través de un estudio de simulación, se puede analizar el efecto de cambios internos y externos del sistema, al hacer alteraciones en su modelo y observar los efectos de esas alteraciones en su comportamiento.
- Una observación detallada del sistema que se está simulando puede conducir a un mejor entendimiento y por consiguiente a sugerir estrategias que mejoren la operación y eficiencia del mismo.
- La técnica de simulación puede ser utilizada para experimentar con nuevas situaciones, sobre las cuales se tiene poca o ninguna información. A través de esta experimentación se puede anticipar mejor a posibles resultados no previstos.
- En los modelos de simulación el tiempo puede ser comprimido o expandido como se desee. El equivalente de días, semanas y meses de un sistema real en operación puede ser simulado en solo segundos, minutos u horas en una computadora. Por lo contrario, eventos que ocurren en intervalos de tiempo relativamente pequeños pueden ser presentados en un tiempo perceptible para el usuario.

La técnica de simulación presenta importantes desventajas [32]:

- Dependiendo de la complejidad del modelo, una simulación solo provee resultados estimados, no exactos.
- La simulación no genera soluciones a un problema, solo presenta resultados que el usuario requiere y establece previamente.

En conclusión la simulación ofrece poderosas ventajas pero también sufre desventajas. Afortunadamente muchas de estas desventajas están disminuyendo en importancia en el tiempo, gracias al avance en las metodologías de simulación, desarrollo de computadoras y de software y reducción en los costos de los mismos.



5.2.5. SIMULACIÓN DE LOS MÓDULOS DIDÁCTICOS DE CONTROL

La simulación de funcionamiento de todas las etapas de los módulos de control, como del controlador analógico y digital se presenta en este apartado, que se ha dividido en las siguientes secciones:

- Simulación de funcionamiento de los circuitos que conforman cada uno de los módulos de control.
- Simulación de funcionamiento del bloque controlador analógico.
- Simulación de funcionamiento del bloque controlador digital.
- Simulación de funcionamiento del control analógico en lazo cerrado.
- Simulación de funcionamiento del control digital en lazo cerrado.

La simulación por computadora será llevada a cabo utilizando las siguientes herramientas de simulación que están disponibles en el mercado:

NOMBRE	FABRICANTE
MATLAB (Simulink)	The MathWorks
PROTEUS	Lab Center Electronics
NI Multisim	National Instruments/Electronics Worbench

Tabla 5.1. Simuladores a utilizar en el proyecto

La simulación de los circuitos se ha agrupado en función del simulador utilizado, puesto que cada uno de ellos presenta diferentes ventajas en lo que respecta a librerías (componentes) y calidad de la simulación:

SIMULADOR	CIRCUITO
NI MULTISIM 10	Fuente de alimentación.
	Acondicionador de señal sensor de nivel.
	Acondicionador de señal sensor de velocidad.
	Bloque control PID analógico.
	Amplificador de potencia mediante UJT.
PROTEUS 7	Acondicionador de señal sensor de temperatura.
	Convertidor Analógico-Digital, Digital-analógico y comunicación serial RS-232.
	Interface Visual Basic-PROTEUS.
	Control de disparo de compuerta SCR mediante PIC.
MATLAB 2008 (SIMULINK)	Lazo cerrado PID analógico <ul style="list-style-type: none"> • Control de velocidad motor CC. • Control de temperatura. • Control de nivel de líquido.
	Lazo cerrado PID digital <ul style="list-style-type: none"> • Control de velocidad motor CC.

- Control de temperatura.
- Control de nivel de líquido.

Tabla 5.2. Circuitos eléctricos y electrónicos a simular

5.2.5.1. SIMULACIÓN MEDIANTE NI MULTISIM 10

La experiencia ha mostrado que esta herramienta permite simular circuitos analógicos con gran precisión, además es muy interactivo pues permite manipular elementos durante la ejecución del programa. Por este motivo se ha decidido simular los circuitos que se presentan a continuación:

FUENTE DE ALIMENTACIÓN SIMÉTRICA $\pm 15V$

Adicional al esquema presentado en el capítulo 4, se han colocado 3 voltímetros U3, U4 Y U5 y un osciloscopio de 4 canales XSC1 (Fig. 5.8).

U5 es un voltímetro de corriente alterna, que permite medir la tensión rms (línea-línea) en el lado secundario del transformador T1. En este punto está conectado el canal A del osciloscopio, para observar la onda alterna a la entrada del circuito.

Los voltímetros U3 y U4, a través de los capacitores C3 y C5 respectivamente, son de corriente continua y muestran la tensión a la salida del circuito. Los puntos B y C se conectan a los canales B y C del osciloscopio, en ese orden.

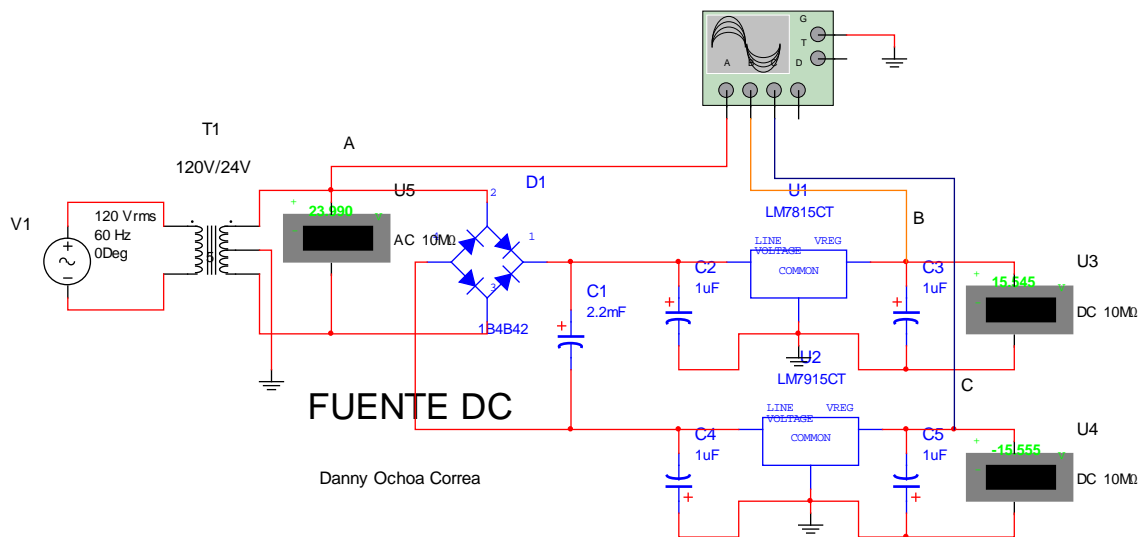


Figura 5.8. Esquema fuente de alimentación simétrica

Simulación: Una vez corrido el programa se obtuvieron los siguientes valores en los diferentes equipos de medición:

PUNTO	DISPOSITIVO	MEDICIÓN
A	U5	23.990V(rms)



	XSC1-A	16.994Vp 33.988Vpp
B	U3 XSC1-B	15.545V 15.545Vp 15.545Vpp VRIS*
C	U4 XSC1-C	-15.555V -15.555Vp -15.555Vpp VRIS*

VRIS* Voltaje de rizado imperceptible en simulación.

La figura 5.9 muestra las formas de onda brindadas por XSC1.

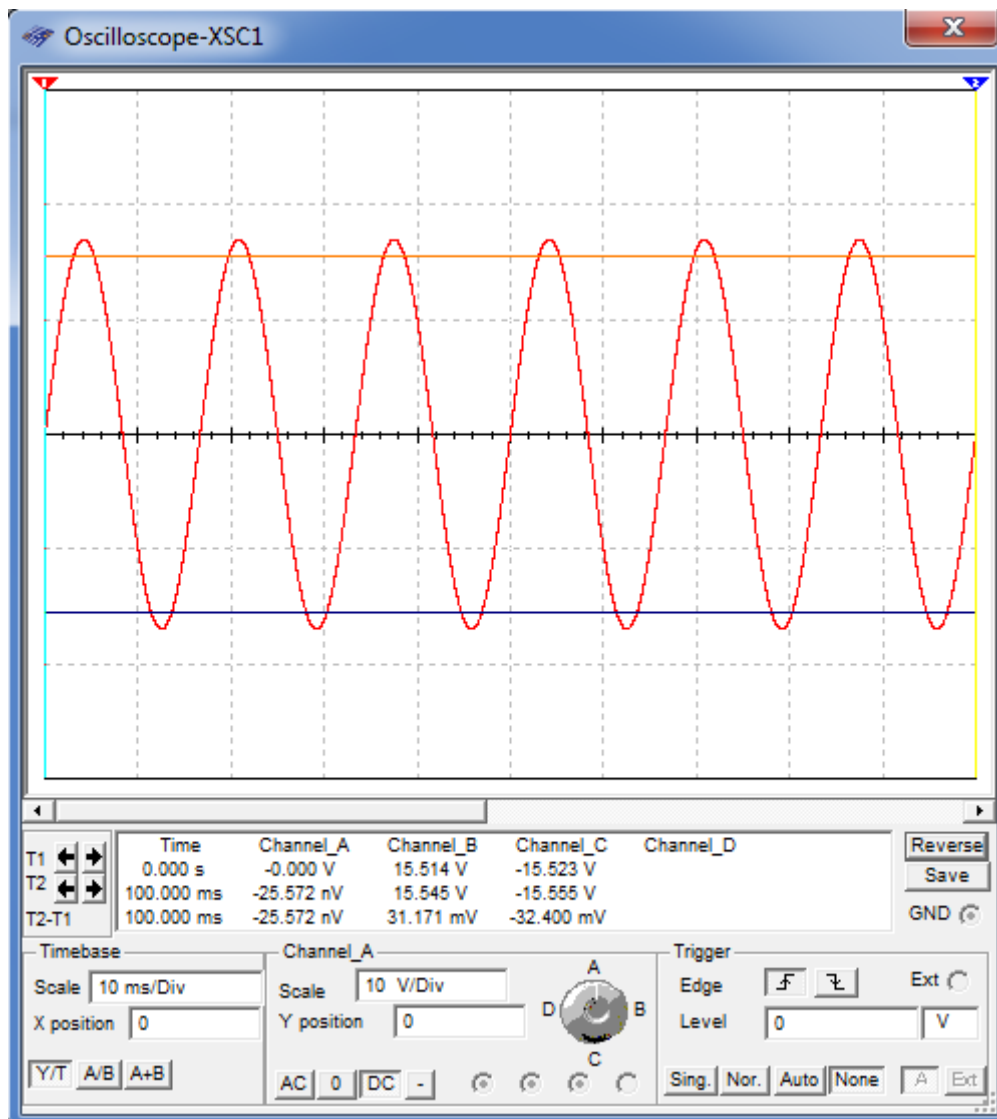


Figura 5.9. Formas de onda XSC1



La fuente de alimentación provee una tensión positiva de 15.545V y una negativa de -15.555V, adecuadas para el funcionamiento de los dispositivos eléctricos y electrónicos a alimentar.

ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE NIVEL

Corresponde al esquema presentado en el capítulo 4. Por motivos de simulación, el sensor de nivel es representado por una fuente de corriente variable I1, en el rango de 4-20mA. Se han colocado los voltímetros de corriente continua U1, U2, U7 y U9 en los puntos A, B, C y D respectivamente, y serán útiles durante el proceso de simulación pues permitirán observar las tensiones en cada etapa del acondicionador de señal y comprobar su funcionamiento.

El valor de corriente suministrado por el sensor de nivel debe ser modificado antes de cada simulación, no así las resistencias variables VR1 y VR2, ya que es posible modificar su valor mientras la simulación está en progreso.

Simulación:

En este documento se presenta la simulación en 2 partes: cuando el sensor de nivel proporciona la mínima corriente (4mA) y la máxima (20mA).

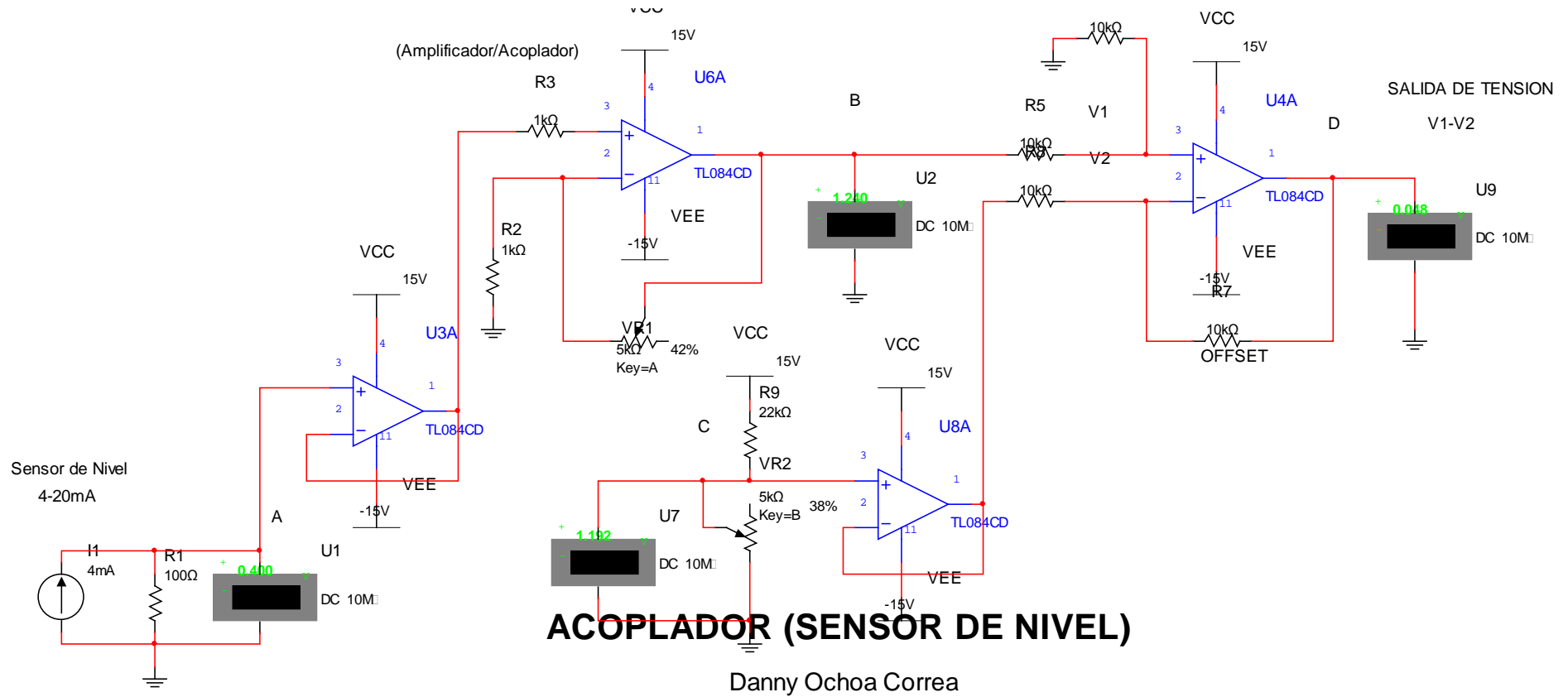


Figura 5.10. Acondicionador de señal sensor de nivel de líquido (Sensor 4mA)

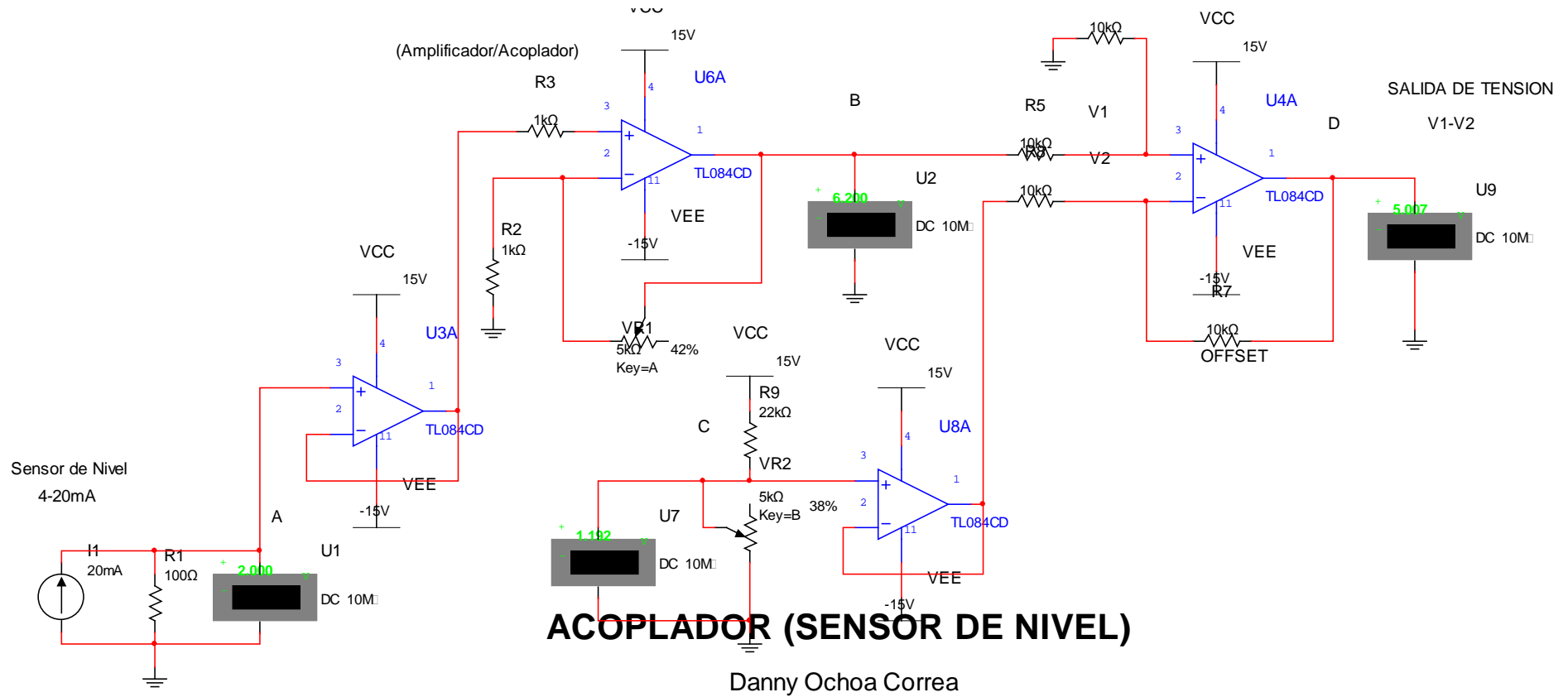


Figura 5.11. Acondicionador de señal sensor de nivel de líquido (Sensor 20mA)



Simulación a corriente mínima (4mA):

Del esquema se muestra en la figura 5.10.

PUNTO	DISPOSITIVO	MEDICIÓN
A	U1	0.400V
B	U2	1.240V
C	U7	1.192V
D	U9	0.048V

Simulación a corriente mínima (20mA):

Haciendo referencia a la figura 5.11.:

PUNTO	DISPOSITIVO	MEDICIÓN
A	U1	2.000V
B	U2	6.200V
C	U7	1.192V
D	U9	5.007V

El funcionamiento del circuito es correcto, pues permite acondicionar una señal de corriente de entrada de 4-20mA a una señal de tensión en el rango de 0 a 5V. Sin embargo, los resultados muestran una variación de 0.048 a 5.007V. Esto se puede corregir siendo más precisos en la calibración de los elementos VR1 y VR2.

ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE VELOCIDAD

Se procede a simular el acondicionador de señal de sensor de velocidad diseñado en el capítulo 4. Se ha colocado un voltímetro en la salida del atenuador inversor U4 y un osciloscopio de 4 canales XSC2 los cuales están conectados de la siguiente manera: Canal A en la salida del generador de funciones XFG1 (Punto A), Canal B en la salida del filtro de Butterworth pasa bajos de cuarto orden (Punto B), y el canal C a la salida del circuito atenuador inversor (Punto C).

Experimentalmente se comprobó que la señal proveniente del tacómetro contiene ruido de baja frecuencia, 16Hz a velocidad mínima y 418Hz a velocidad máxima. Por motivos de simulación, se ha recreado esta señal con la ayuda de un generador de funciones XFG1, cuyas características se muestran a continuación:

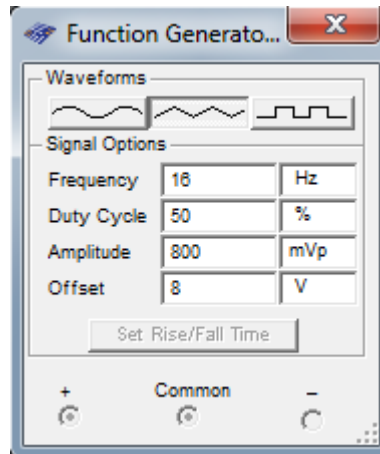


Figura 5.12. Características de la onda generada por XFG1

Simulación:

La señal generada por XFG1 es introducida al acondicionador de señal, y mediante XSC2 es posible observar las formas de onda en cada una de sus etapas (Fig. 5.13).

En el punto A la señal contiene una componente de baja frecuencia (16Hz), una tensión de rizado pico de 8mV, y una amplitud de 8V (a velocidad máxima). El punto B muestra una señal, en la que el ruido ha sido ayenuado en su totalidad, con amplitud media aproximadamente igual al de la señal original, por tanto el filtro pasa bajas tiene un desempeño correcto. Finalmente en el punto C, se observa una señal libre de ruido de amplitud muy cercana a 5V, lo cual muestra que el bloque cumple con la función asignada durante la etapa de diseño.

Se ha realizado la simulación con una señal de entrada de 16Hz por ser el caso más crítico ya que frecuencias mayores serán atenuadas satisfactoriamente por el filtro.

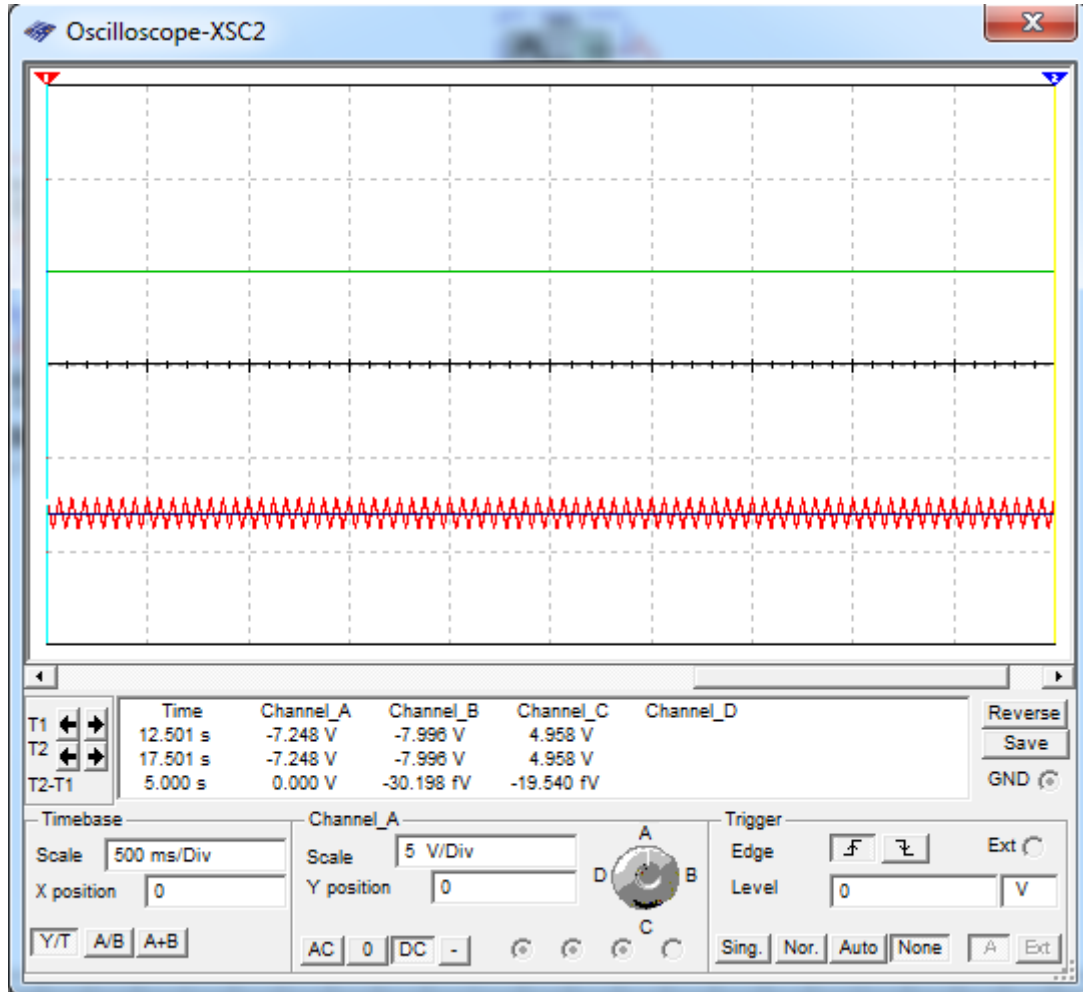


Figura 5.13. Formas de onda capturadas por XSC2

La tensión de salida del acondicionador de señal tenderá a 5V, dependiendo de la precisión con la que sea calibrado el valor de R6. En este caso es igual a 4.96V, lo cual es aceptable.

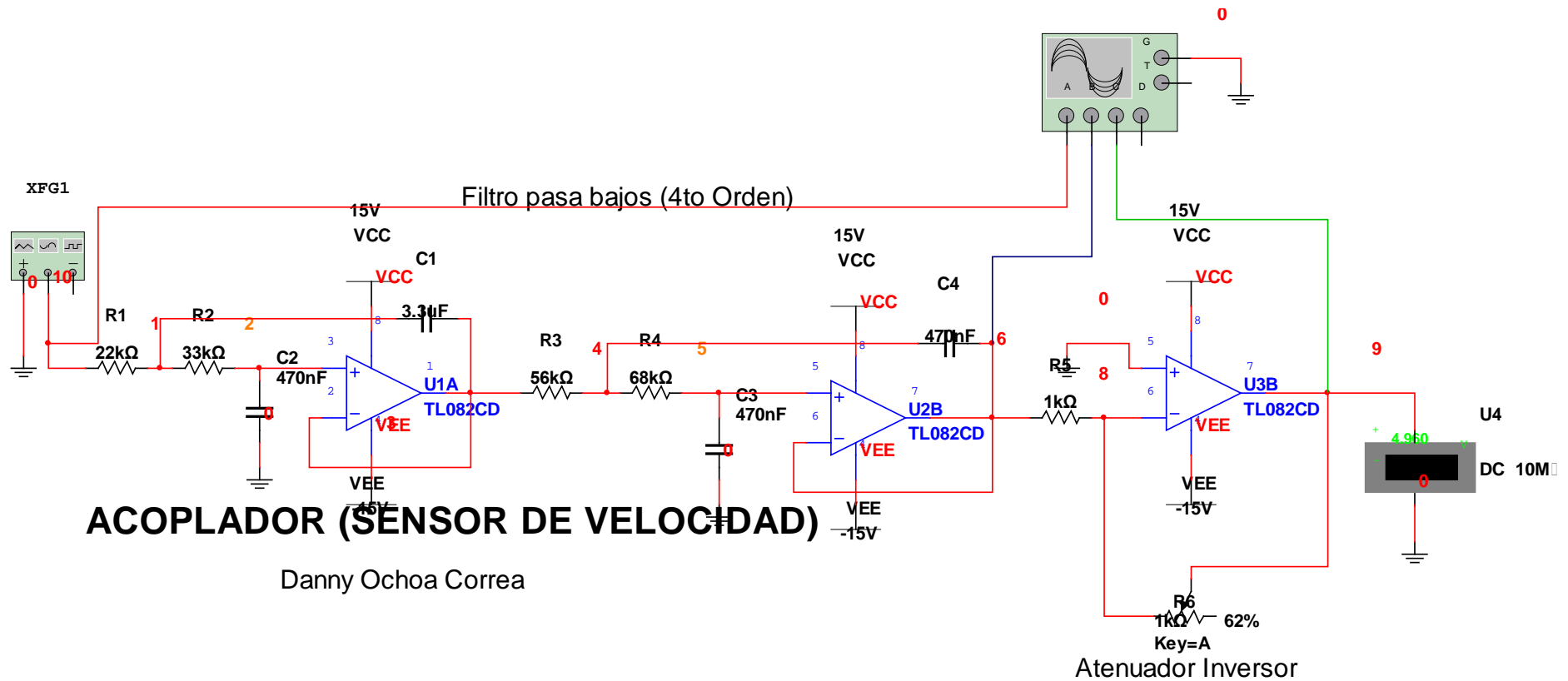


Figura 5.14. Acondicionador de señal sensor de velocidad

BLOQUE CONTROL PID ANALÓGICO

Durante el diseño de este bloque se pretendió dejar sus etapas Proporcional, Integral y Derivativa claramente diferenciables con el propósito de comprobar el funcionamiento de cada una de ellas. Pues bien, al esquema presentado en el capítulo 4, se han realizado las siguientes modificaciones (Fig. 5.16):

Como señal de referencia se utilizará una onda cuadrada (punto B), mientras que, la entrada de la señal de realimentación es colocada a tierra (punto A). Las señales esperadas a la salida del inversor unitario (punto D), derivador inversor (punto E) e integrador inversor (punto F) corresponden a una onda cuadrada, impulsos simétricos y una onda triangular respectivamente.

La onda cuadrada utilizada como entrada de referencia es obtenida mediante el generador de funciones XFG1, con las características mostradas en la figura 5.15.

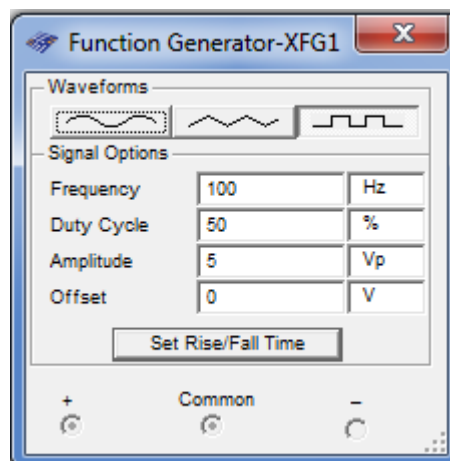


Figura 5.15. Características de la onda cuadrada generada por XFG1

Los puntos A, D, E y F están conectados a los canales A, B, C y D del osciloscopio XSC2, en ese orden.

Simulación:

Las formas de onda que presenta el osciloscopio de 4 canales XSC2 se muestran en las figuras 5.17 y 5.18. Dado que los resultados obtenidos corresponden a los esperados, se puede concluir que el bloque de control PID paralelo funciona correctamente.

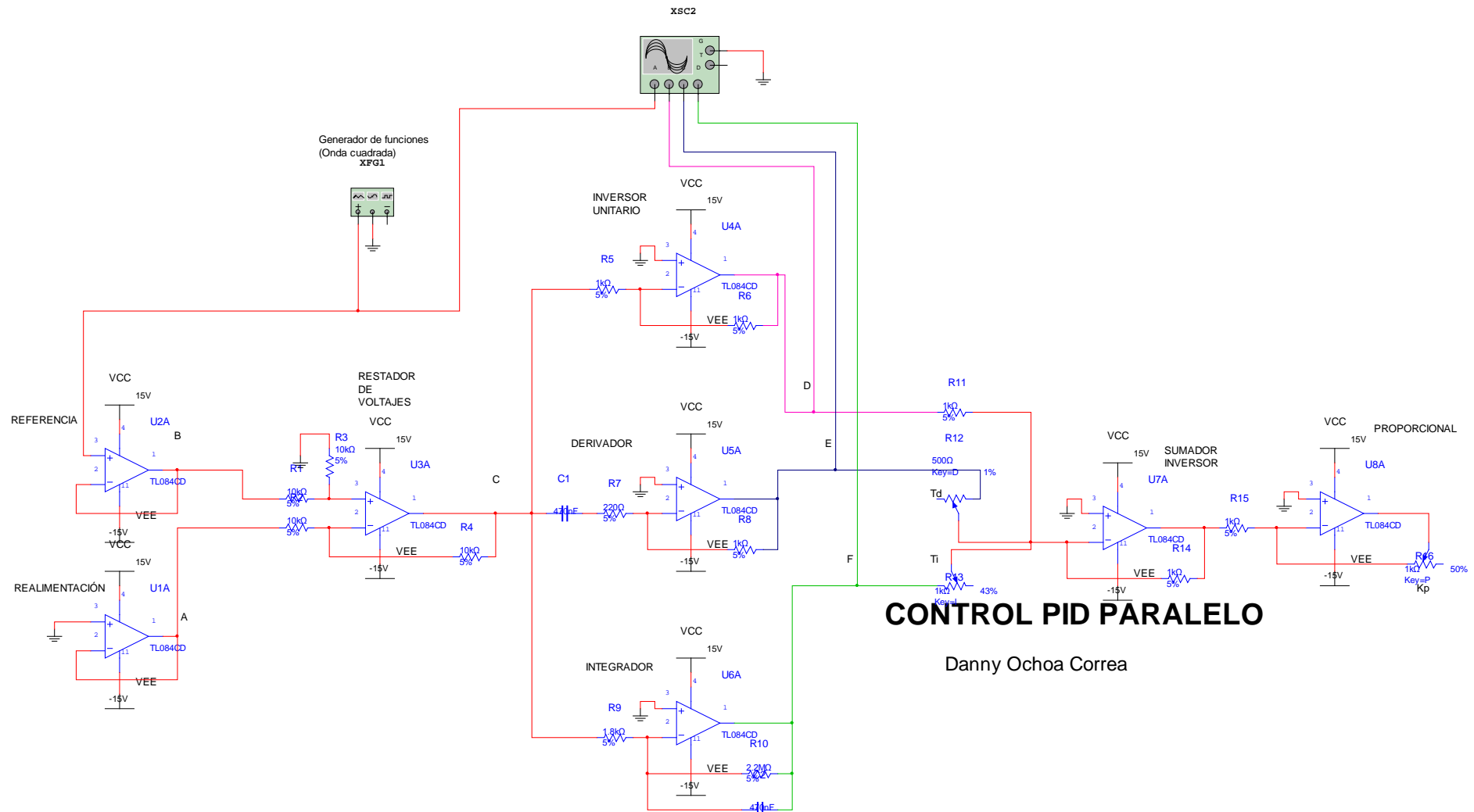


Figura 5.16. Bloque control PID paralelo

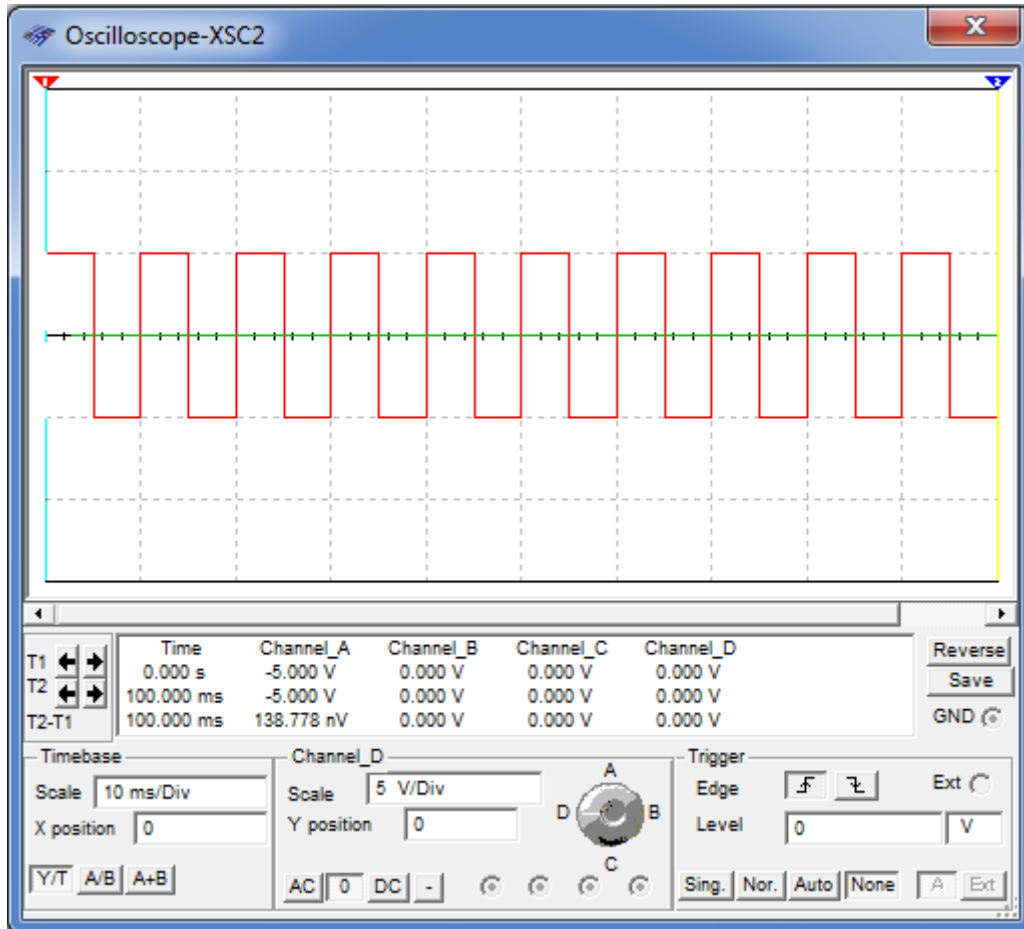


Figura 5.17. Onda cuadrada de referencia tomado por XSC2

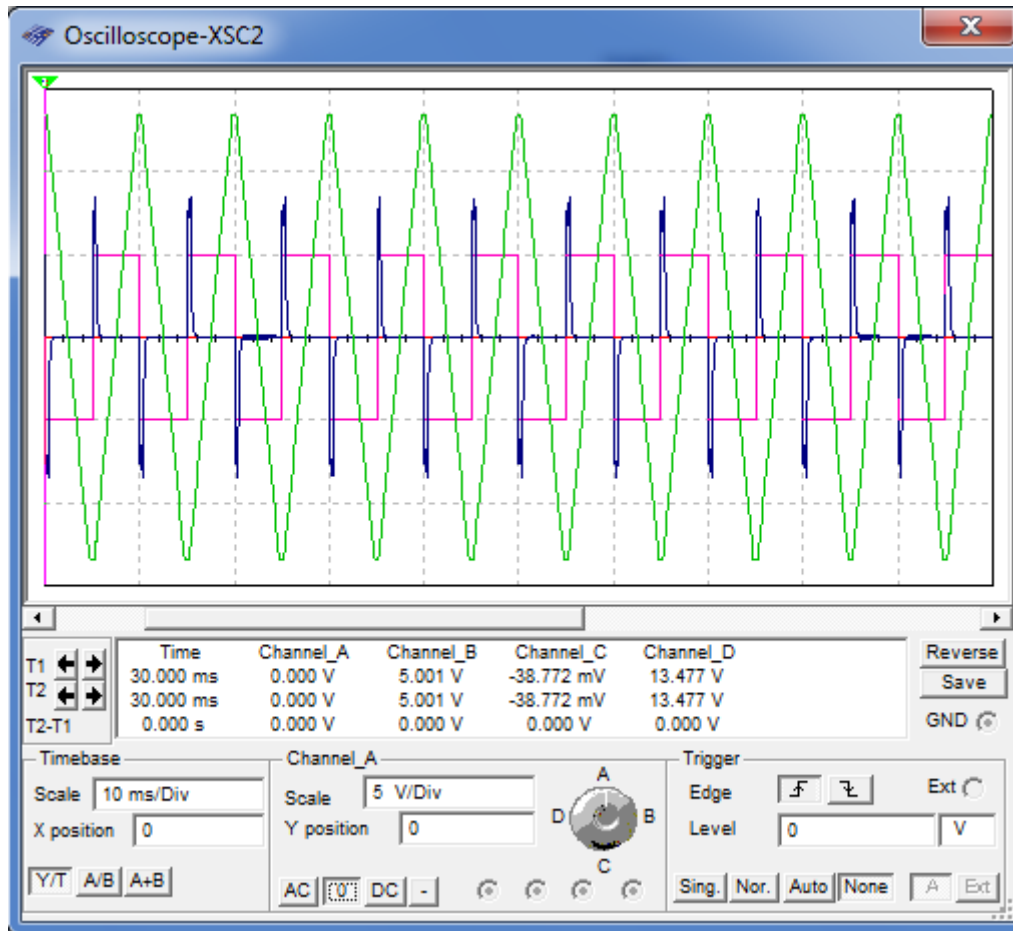


Figura 5.18. Formas de onda de las etapas PID tomado por XSC2

AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE UJT

En esta sección se presenta el amplificador de potencia mediante UJT estudiado en el capítulo 4. Dado que fue diseñado de tal forma que cada una de sus etapas se pueda diferenciar, el proceso de simulación se vuelve más ilustrativo.

Para la simulación se han asignado los siguientes puntos de prueba (Fig. 5.22):

Punto A: Salida del lado secundario del transformador T1 (120/24V), necesario para la sincronización de línea de CA.

Punto B: Tensión regulada por el diodo Zener D2, que establece el ciclo de operación del oscilador de relajación mediante UJT cada vez de que señal alterna cruza por cero.

Punto C: Pulsos de tensión a la salida del oscilador de relajación mediante UJT, que disparan la compuerta del SCR en el circuito de fuerza.

Punto D: Tensión entregada a la carga conectada en la etapa de potencia.

Además, se han agregado los siguientes elementos de medición: Osciloscopio XSC3 conectado en los puntos A y B, XSC1 en los puntos B y C y XSC2 en C y D. Voltímetro de corriente continua (U4) entre los terminales de carga (Punto D).

La tensión de referencia que requiere el circuito de mando para el control de disparo de compuerta de SCR, es conseguida mediante el divisor de tensión formado por los elementos RPT1, RPT2 y RPT3, y el amplificador operacional U2A en configuración seguidor de tensión. Este diseño permite alcanzar un rango de tensión entre 2 y 8V. Cabe recalcar que este circuito se utiliza solamente con motivos de simulación, dado que en la práctica esta tensión se obtiene a la salida del bloque controlador ya sea analógico o digital. Además no se ha aislado la etapa de control con la de potencia debido a que NI Multisim 10 no dispone en su librería del opto-acoplador MOC3021, y por fines de simulación se interconectaron estas etapas directamente.

Simulación:

La simulación se presenta en 2 partes: cuando la tensión de referencia es la mínima (2V) y cuando es máxima (8V).

La figura 5.19 muestra las formas de onda obtenidas por el XSC3. Se observa que cada vez que la onda alterna pasa por cero, se establece el ciclo de operación del oscilador de relajación mediante UJT (parte plana de la onda en el punto B, 24V). Se puede concluir entonces que el proceso de sincronización de línea CA es correcto.

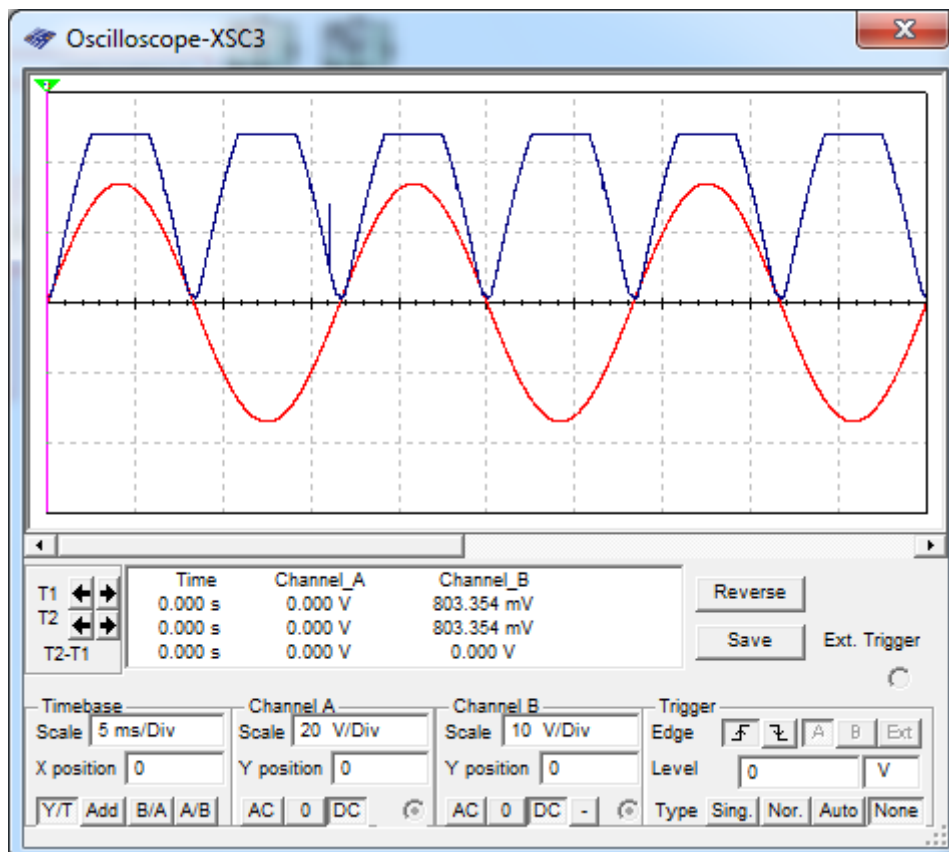


Figura 5.19. Sincronización de línea de CA (Puntos A y B) XSC3

La carga conectada en la etapa de potencia es resistiva de magnitud 100Ω .

Tensión de referencia mínima:

Se establece la tensión de referencia a 2V, modificando el valor de RPT2 al mínimo. Es de esperarse que en esta condición ocurra el máximo retardo en el disparo del SCR con respecto al cruce por cero de la onda alterna. Con la ayuda del XCS1 (Fig. 5.20) es posible observar los pulsos de salida del oscilador de relajación mediante UJT y el ciclo de operación establecido por el diodo Zener D2.

Por medio de XSC2 (Fig. 5.21), se observan los pulsos del UJT con su máximo retardo en el disparo del SCR, y la tensión entregada a la carga resistiva.

El valor de tensión mostrado por el voltímetro U4 indica la tensión promedio mínima entregada a la carga que corresponde a 11.174V.



Figura 5.20. Pulsos de disparo de compuerta con sincronización de línea de CA (Puntos B y C) XSC1



Figura 5.21. Pulsos de disparo de compuerta y tensión entregada a la carga (Puntos C y D) XSC2

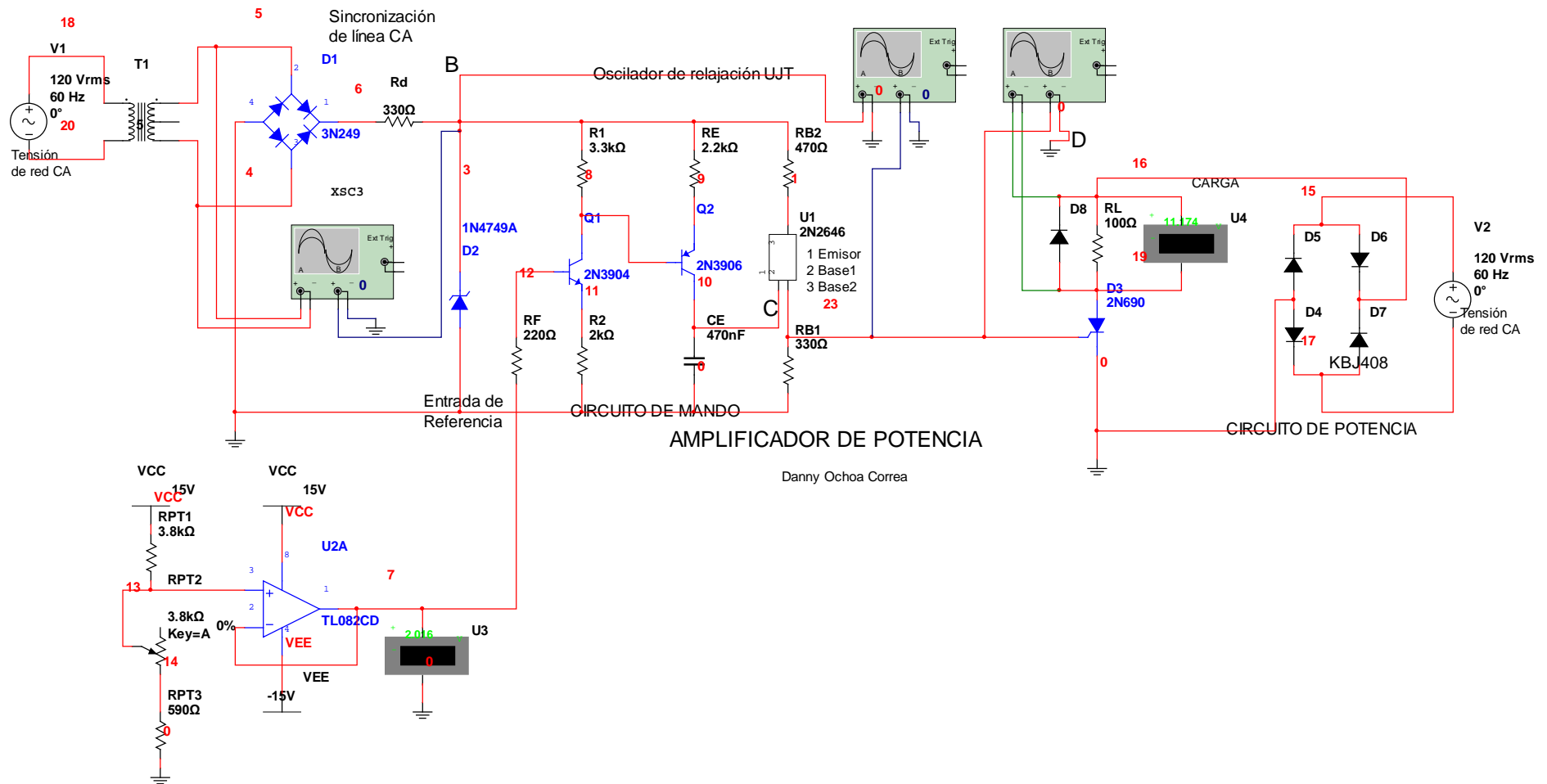


Figura 5.22. Amplificador de potencia mediante UJT (Tensión de referencia mínima)

Tensión de referencia máxima:

Se aumenta la tensión de referencia a 8V, modificando el valor de RPT2 al máximo. En esta condición se espera ocurra el mínimo retardo en el disparo del SCR con respecto al cruce por cero de la onda alterna.

Con la ayuda de XCS1 (Fig. 5.23) es posible observar los pulsos de salida del oscilador de relajación mediante UJT y el ciclo de operación establecido por el diodo Zener.

XSC2 (Fig. 5.24) muestra la tensión entregada a la carga y los pulsos del UJT con el mínimo retardo de disparo del SCR.

El voltímetro U4 indica la máxima tensión promedio entregada a la carga: 83.647V.

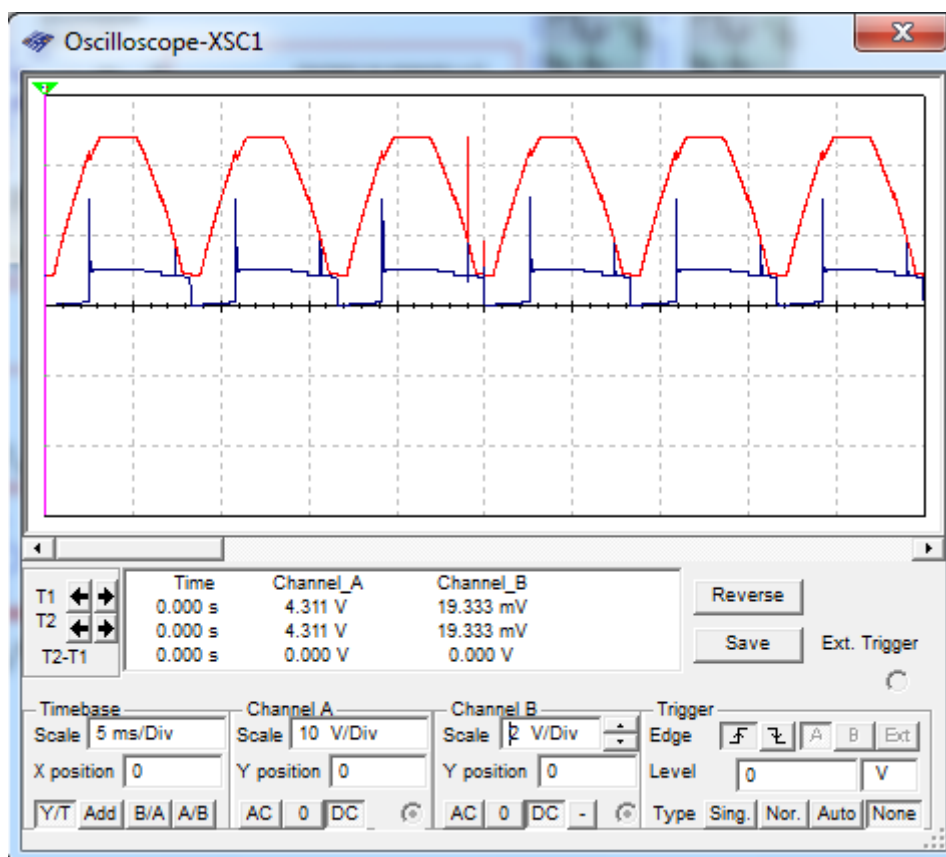


Figura 5.23. Pulsos de disparo de compuerta con sincronización de línea de CA (Puntos B y C) XSC1

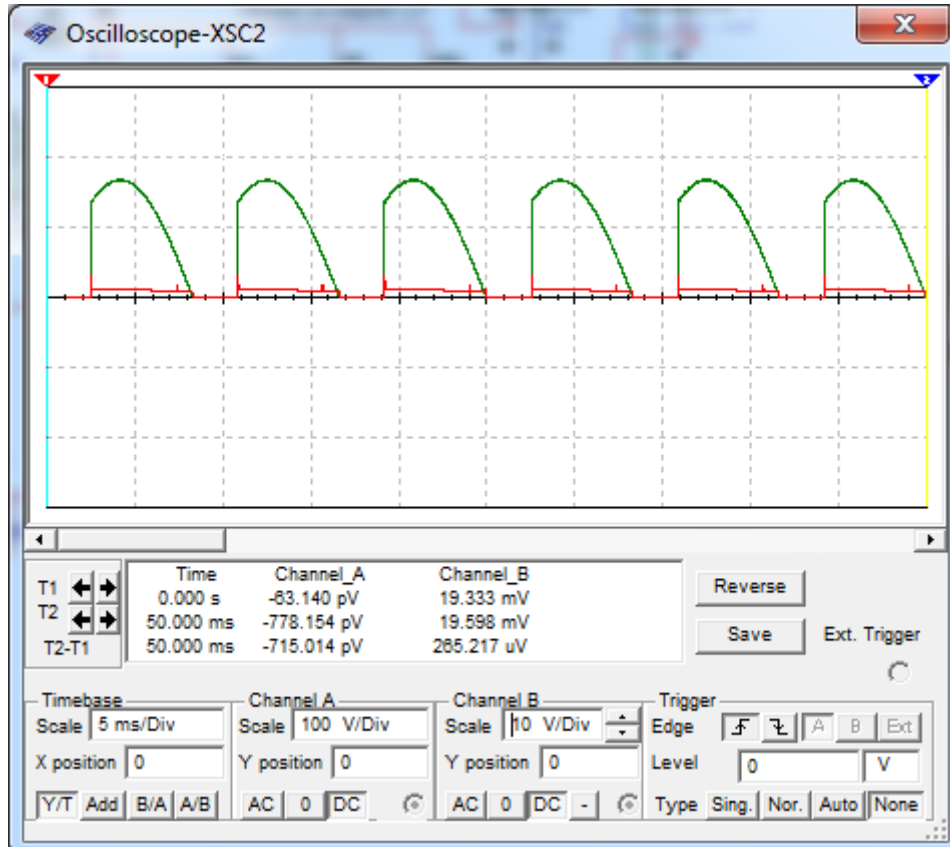


Figura 5.24. Pulsos de disparo de compuerta y tensión entregada a la carga (Puntos C y D)XSC2

Finalmente, con la ayuda de los cursores del osciloscopio XCS1 es posible determinar el retardo máximo y mínimo que brinda el amplificador de potencia.

TENSIÓN DE REFERENCIA(V)	TIEMPO DE RETARDO DE DISPARO (ms)	ÁNGULO DE DISPARO (Grados)	VOLTAJE PROMEDIO EN LA SALIDA (V)
2.016	6.538	70.64	11.174
8.040	2.528	27.31	83.647

El funcionamiento del amplificador de potencia es correcto y adecuado para alimentar a las plantas controladas utilizadas en el presente proyecto.

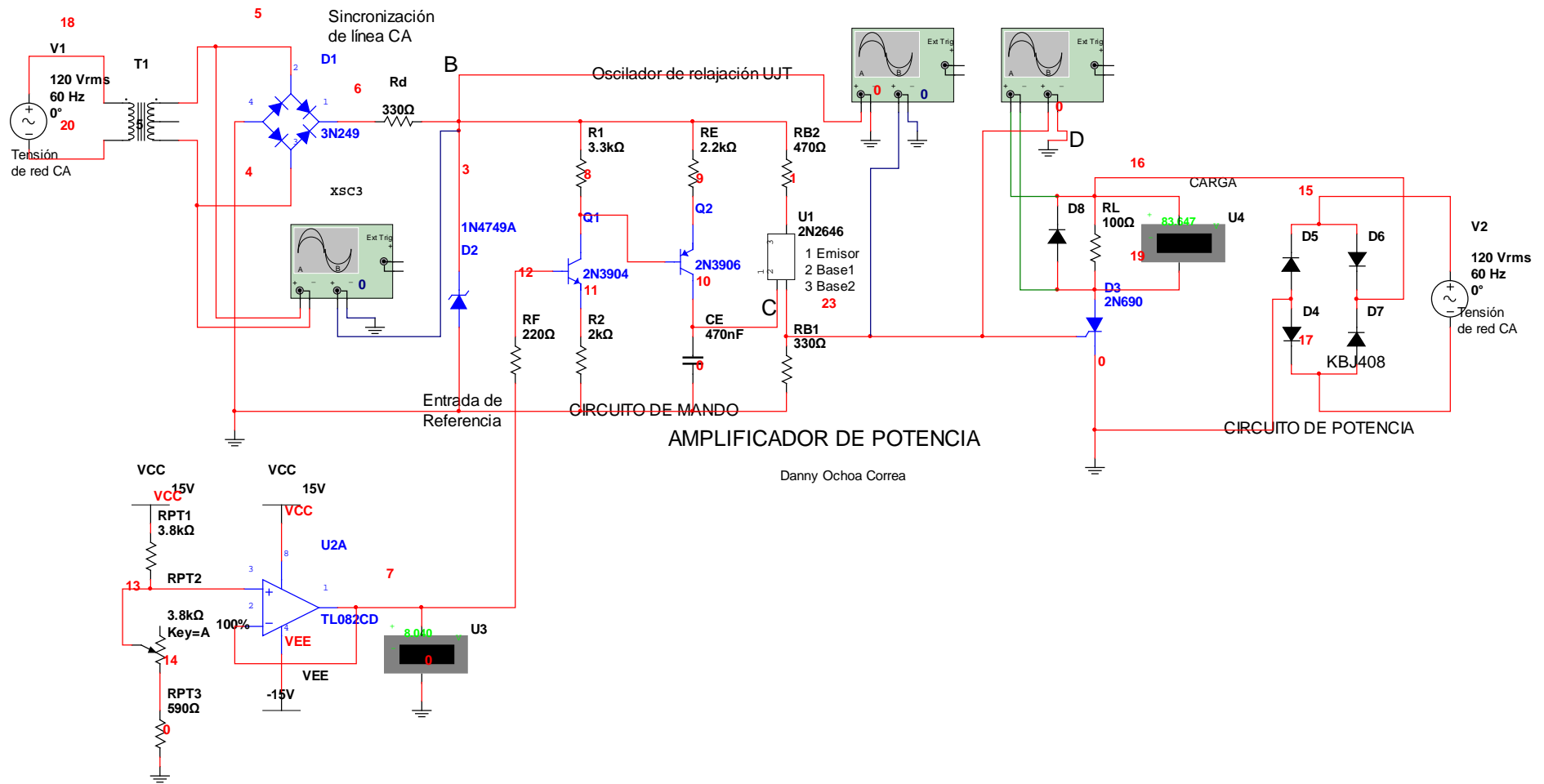


Figura 5.25. Amplificador de potencia mediante UJT (Tensión de referencia máxima)



5.2.5.2. SIMULACIÓN MEDIANTE PROTEUS 7

Este programa permite, entre otras cosas, simular con microcontroladores PIC, circuitos analógicos y digitales, puerto serial virtual y comunicación RS-232 de forma muy efectiva. Dispone de una librería con elementos adicionales a la que ofrece NI Multisim, siendo ésta la razón principal por la cual se ha elegido este programa para la simulación de los circuitos aquí presentados.

ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE TEMPERATURA

Si bien se trata de un circuito analógico, PROTEUS 7 posee el sensor de temperatura LM-35 necesario para esta simulación. El esquema a utilizar se presentó en el capítulo 4, y para fines de comprobación de funcionamiento, se han colocado voltímetros de corriente continua en los puntos A, B, C, D y E (Figura 5.26).

Con la simulación en progreso, es posible modificar los valores de resistencias variables, no obstante, este cambio no es fino, y se obtiene a la salida resultados un tanto imprecisos. Por tanto para la simulación se ha visto conveniente colocar en lugar de una resistencia variable, resistencias fijas con valores no estandarizados, pero que pueden ser alcanzados en la práctica con potenciómetros (R3 y RV1). Es posible también realizar cambios en la temperatura externa al LM-35 durante la simulación.

El rango de temperatura a manejar se ha establecido de 15 a 60°C ($\Delta T=60-15=45^\circ\text{C}$), esperando en la salida un rango de tensión de 0-5V. Cabe mencionar que, el circuito está diseñado para proveer esta salida de tensión, a una diferencia de temperatura en el rango $\Delta T=40^\circ\text{C}$ hasta $\Delta T=205^\circ\text{C}$ que es la máxima posible que entrega el sensor, siendo para esto necesario cambiar los valores de R3 y VR1.

Simulación:

Simulación para una temperatura de 15°C (Fig. 5.26):

PUNTO	DISPOSITIVO	MEDICIÓN
A	Voltímetro	0.15V
B	Voltímetro	-1.74V
C	Voltímetro	1.75V
D	Voltímetro	1.73V
E	Voltímetro	-0.01V

Simulación para una temperatura de 60°C (Fig. 5.27):

PUNTO	DISPOSITIVO	MEDICIÓN
A	Voltímetro	0.6V
B	Voltímetro	-6.75V
C	Voltímetro	1.75V
D	Voltímetro	6.74V
E	Voltímetro	4.99V



Se obtiene en la salida un rango de tensión de $-0.01V$ a $4.99V$, con lo que se puede concluir que el funcionamiento del acondicionador de señal sensor de temperatura es correcto.



CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL, DIGITAL ANALÓGICO Y COMUNICACIÓN SERIAL RS-232

Es aquí, en donde PROTEUS presenta sus máximas ventajas como herramienta de simulación, pues se utiliza el microcontrolador PIC16F876A y el MAX-232 acompañado de componentes pasivos como resistencias, capacitores y un regulador de tensión disponibles en su extensa librería.

Para probar el bloque convertidor analógico-digital, digital-analógico y comunicación MAX-232, se ha realizado un programa en el PIC para que cumpla las funciones que se muestran en el siguiente pseudocódigo:

Inicio:

Iniciar conversión del ADC

Leer dato convertido

Enviar el dato convertido por el puerto B (en donde está conectado el DAC)

Enviar el dato convertido de forma serial por el pin C6 (TX)

Esperar 1 segundo

Ir a Inicio

El esquema eléctrico a simular se muestra en la figura 5.31.

Simulación:

La tensión analógica de entrada se simula por medio de un divisor de tensión formado por R1 y RV1, que ofrece un rango de 0-5V. Se han colocado voltímetros de corriente continua en la entrada analógica (Punto A) y en la salida analógica (Punto B), y 2 voltímetros auxiliares: uno en el partidor de tensión y otro a la salida del regulador de tensión necesario para el funcionamiento del PIC.

Para verificar el funcionamiento del MAX-232 se utiliza un osciloscopio de 4 canales: el canal A en el pin T1IN, que está conectado al pin de transmisión serial del PIC, y el canal B en el pin T1OUT, que es la salida del MAX-232. Para observar el dato serial enviado por el PIC y amplificado por el MAX-232, se ha colocado un Terminal Virtual disponible en la librería de PROTEUS cuyas propiedades se muestran a continuación:

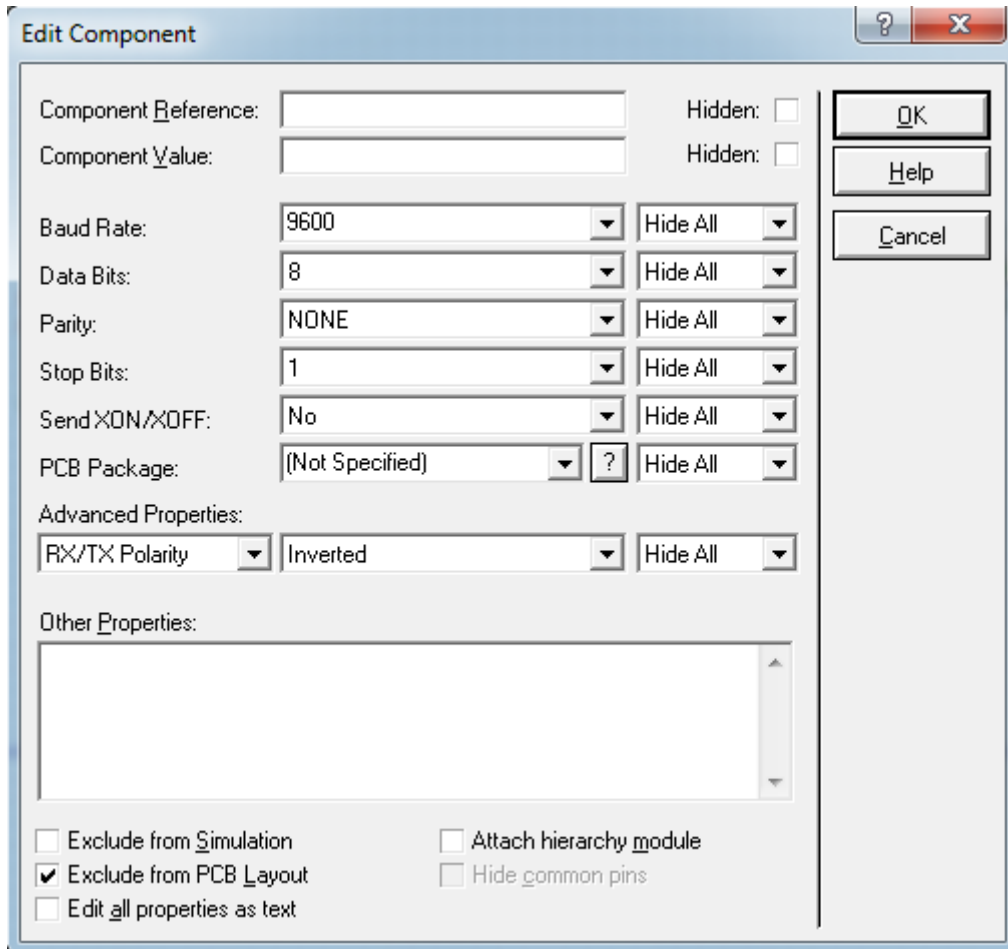


Figura 5.28. Características del Terminal Virtual PROTEUS

Simulación ADC:

Una vez iniciada la simulación, se establece una tensión de entrada analógica de 4.65V, variando VR1 del partidor de tensión.

En el Terminal Virtual se puede observar que el valor digital del dato convertido que fue enviado serialmente por el PIC (Fig. 5.29), corresponde a 237, siendo correcto, ya que si se aplica la ecuación de cuantización para un ADC de 8bits, tomando como tensión de referencia 5.00V se tiene:

$$\frac{V_{IN}}{(V_{REF} / (2^n - 1))} \frac{4.65}{(5.00 / 255)} = 237.15 \approx 237$$

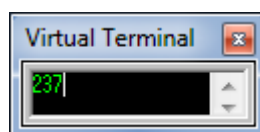


Figura 5.29. Terminal Virtual



Simulación DAC:

La señal analógica de salida que corresponde al dato convertido por el DAC es 4.61V (Fig. 5.31). Se puede observar que, este resultado no es exactamente igual al de entrada 4.65V. Esto se debe esencialmente al error de cuantización del ADC y también a los cálculos que efectúa el simulador, pues para otros valores de tensión de entrada se tienen resultados muy aproximados.

Simulación MAX-232:

Como se estudió en el capítulo 4, la función del MAX-232 es convertir los niveles de tensión que utiliza el PIC para la comunicación serial (BAJO=0V y ALTO=5V) a los niveles del estándar RS-232 (BAJO=+15V y ALTO=-15V) [33].

La figura 5.30 muestra la señal TTL a la entrada del MAX-232 conectada al canal A, y la señal RS-232 a la salida del MAX-232 conectada en el canal B del osciloscopio.

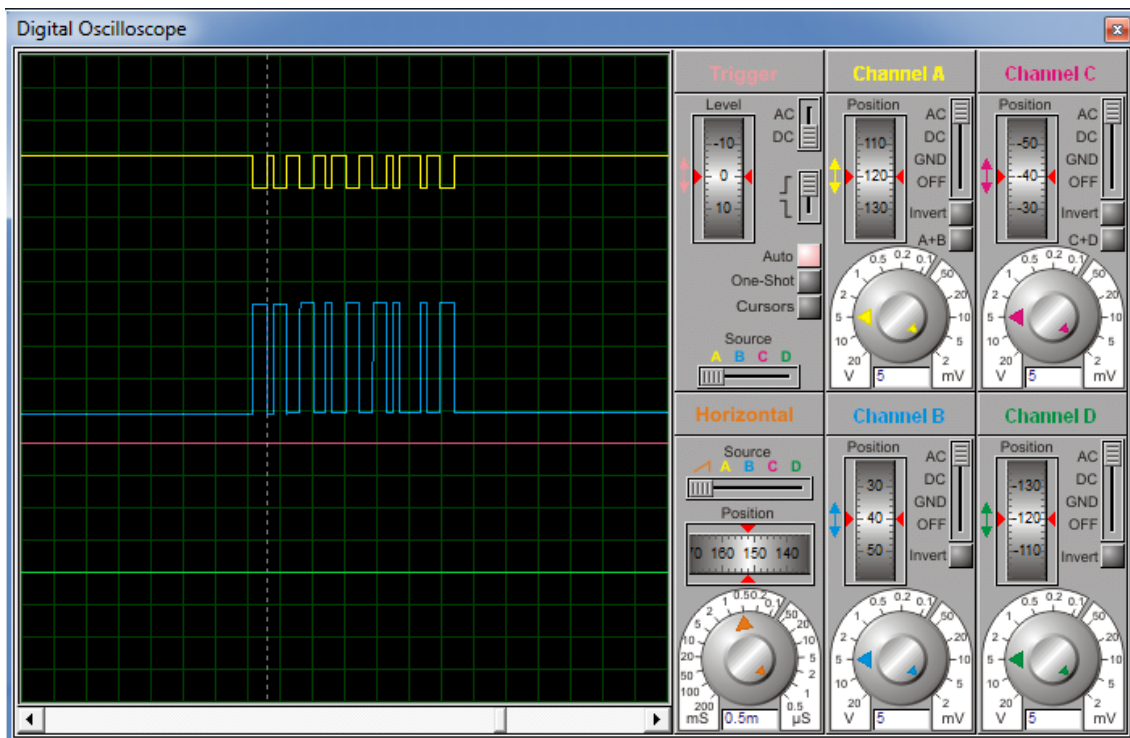


Figura 5.30. Dato serial TTL y RS-232

Se observa que la señal a la salida del MAX-232 (Canal B) es invertida y amplificada con respecto a la señal de salida del PIC (Canal A), por tanto se concluye que, el funcionamiento del MAX-232 es correcto.

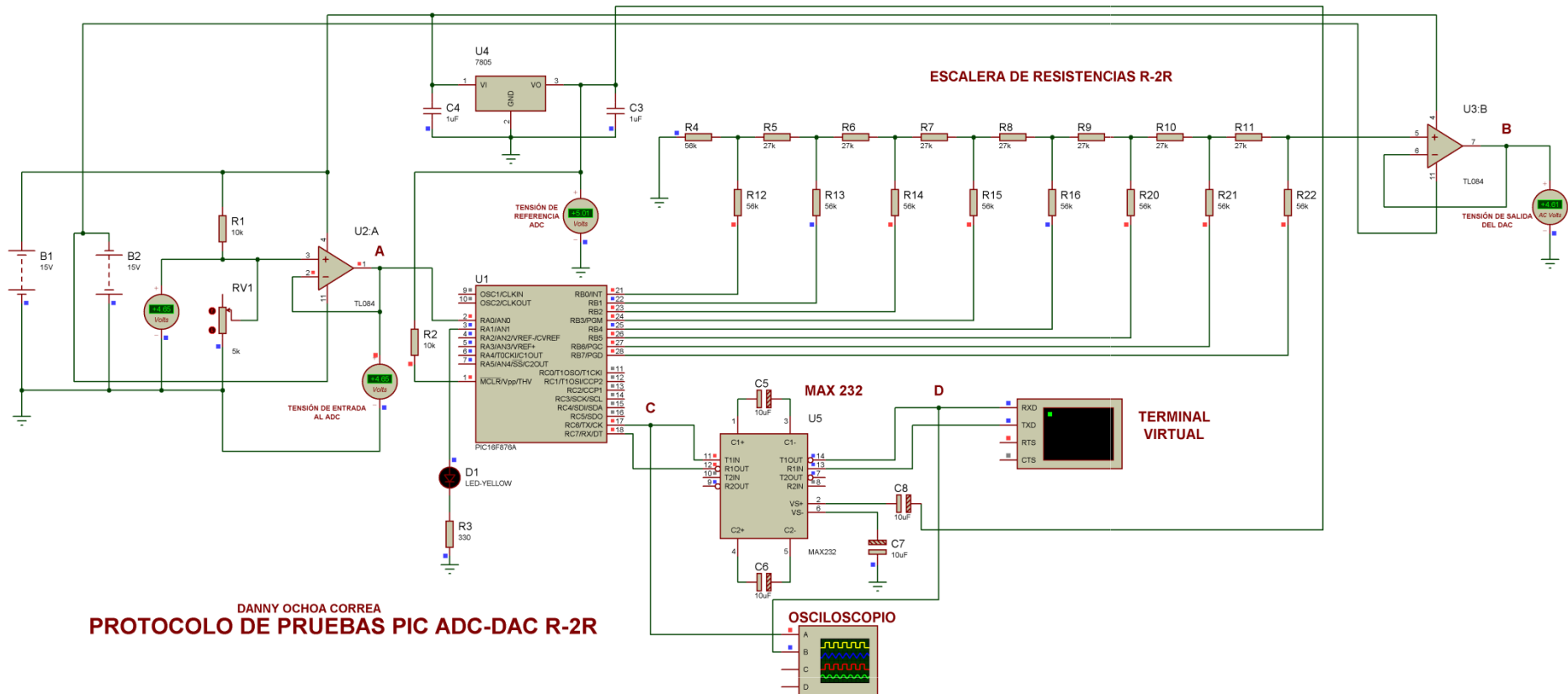


Figura 5.31. Conversión analógico-digital, digital-analógico y comunicación RS-232



INTERFACE VISUAL BASIC-PROTEUS

La presente simulación pretende recrear el enlace entre el PC y el PIC para el control digital.

El algoritmo implementado en el PIC es el mismo que se utilizará para el control digital y que se presentó en el capítulo 4.

En Visual Basic 2010, se diseñó un programa que realiza envío y recepción de datos seriales.

Para esta simulación se utilizará el componente COMPIM de la librería de PROTEUS. Es un puerto serial virtual, que permite trabajar como si se tratara de un puerto serie verdadero.

Puerto serie virtual:

Es importante primeramente crear los puertos serie virtuales. Por lo tanto es necesario un programa que permita llevarlo a cabo. Existe el software *Virtual Serial Port Driver* de Eltima Software capaz de crear puertos serie virtuales en el computador (Fig. 5.32).

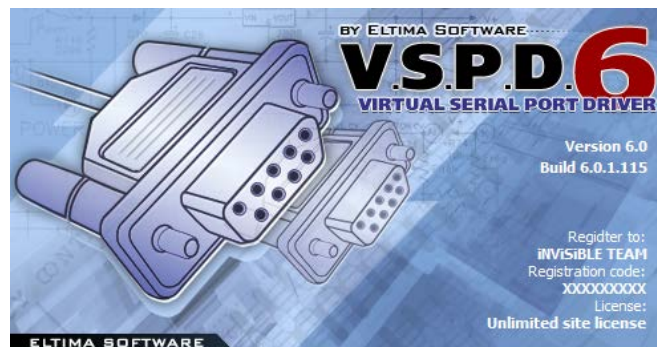


Figura 5.32. Virtual Serial Port Driver 6.0

Para este caso, se crearán los puertos virtuales COM1 y COM2.

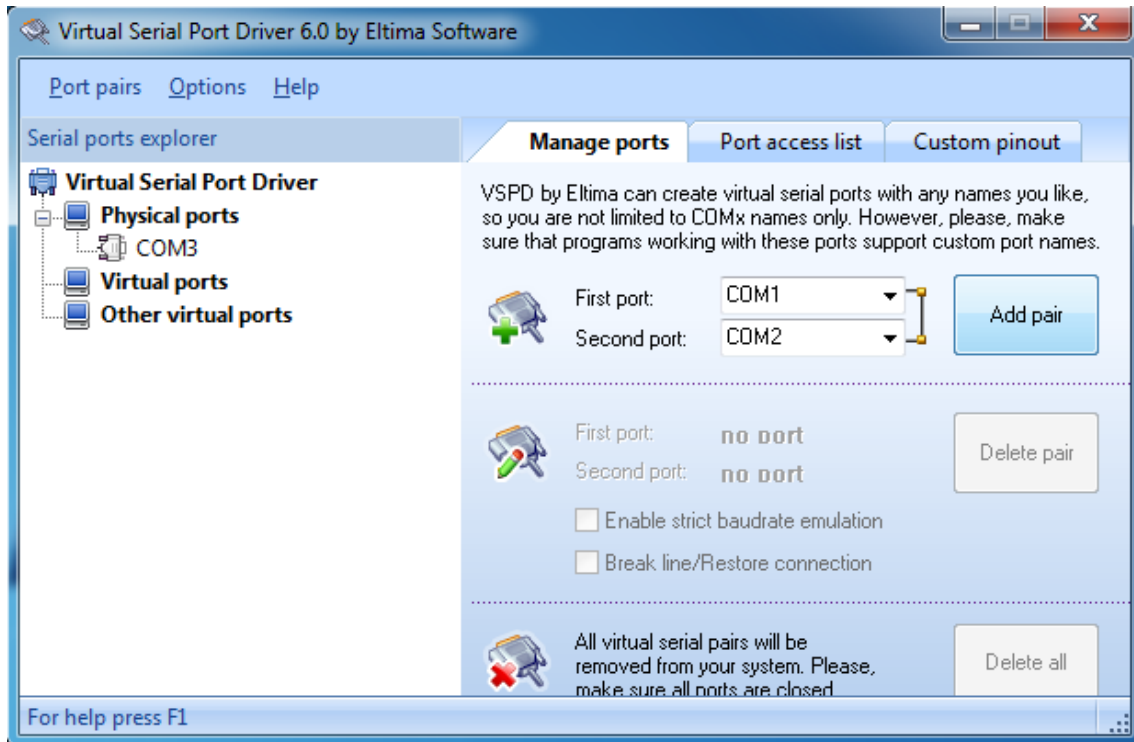


Figura 5.33. Ventana principal Virtual Serial Port Driver 6.0

Luego de seleccionar los puertos virtuales a crear, se hace clic en *Add Pair*.

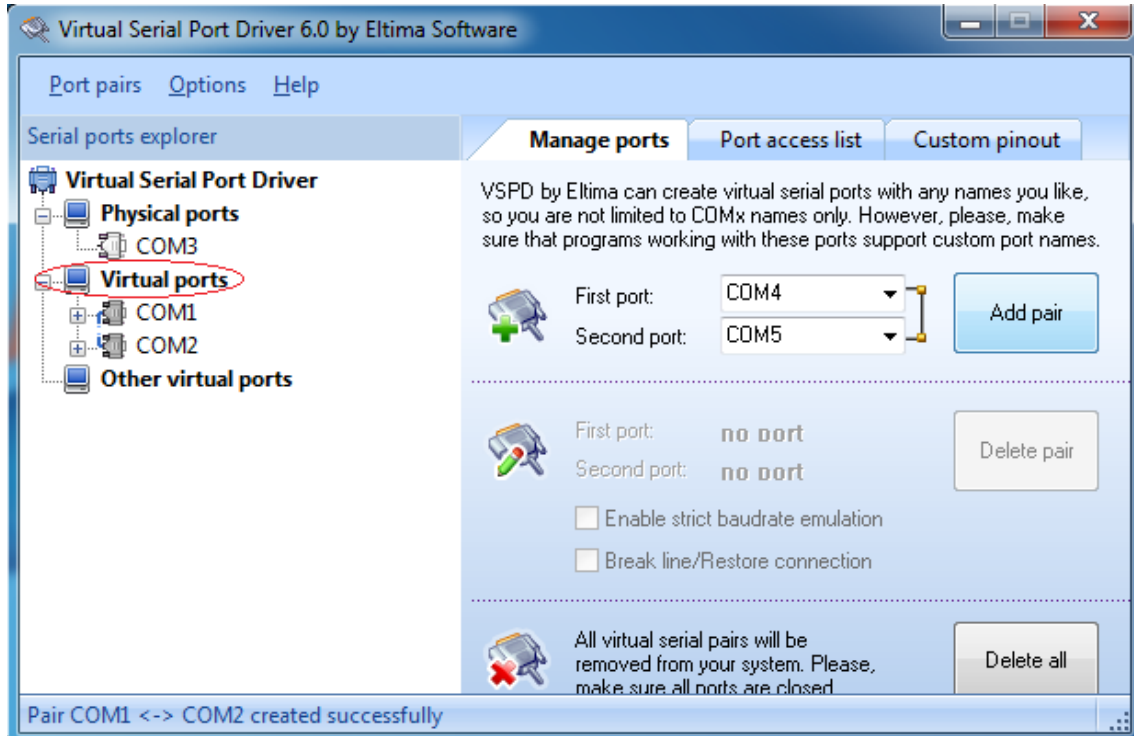


Figura 5.34. Creación de puertos serie virtuales Virtual Serial Port Driver 6.0



Los puertos virtuales COM1 y COM2 han sido creados satisfactoriamente, y están listos para ser usados.

Elemento COMPIM de PROTEUS:

Como siguiente punto, se procede a configurar el elemento COMPIM en PROTEUS. Basta con hacer doble clic sobre el elemento durante la etapa de diseño. A continuación aparecerá una ventana (Fig. 5.35), en donde es necesario especificar las características de la comunicación serial que deben ser compatibles con las establecidas durante la programación del PIC y con el programa realizado en Visual Basic. En la casilla *Physical Port* colocar COM1, creado anteriormente por *Virtual Serial Port Driver*.

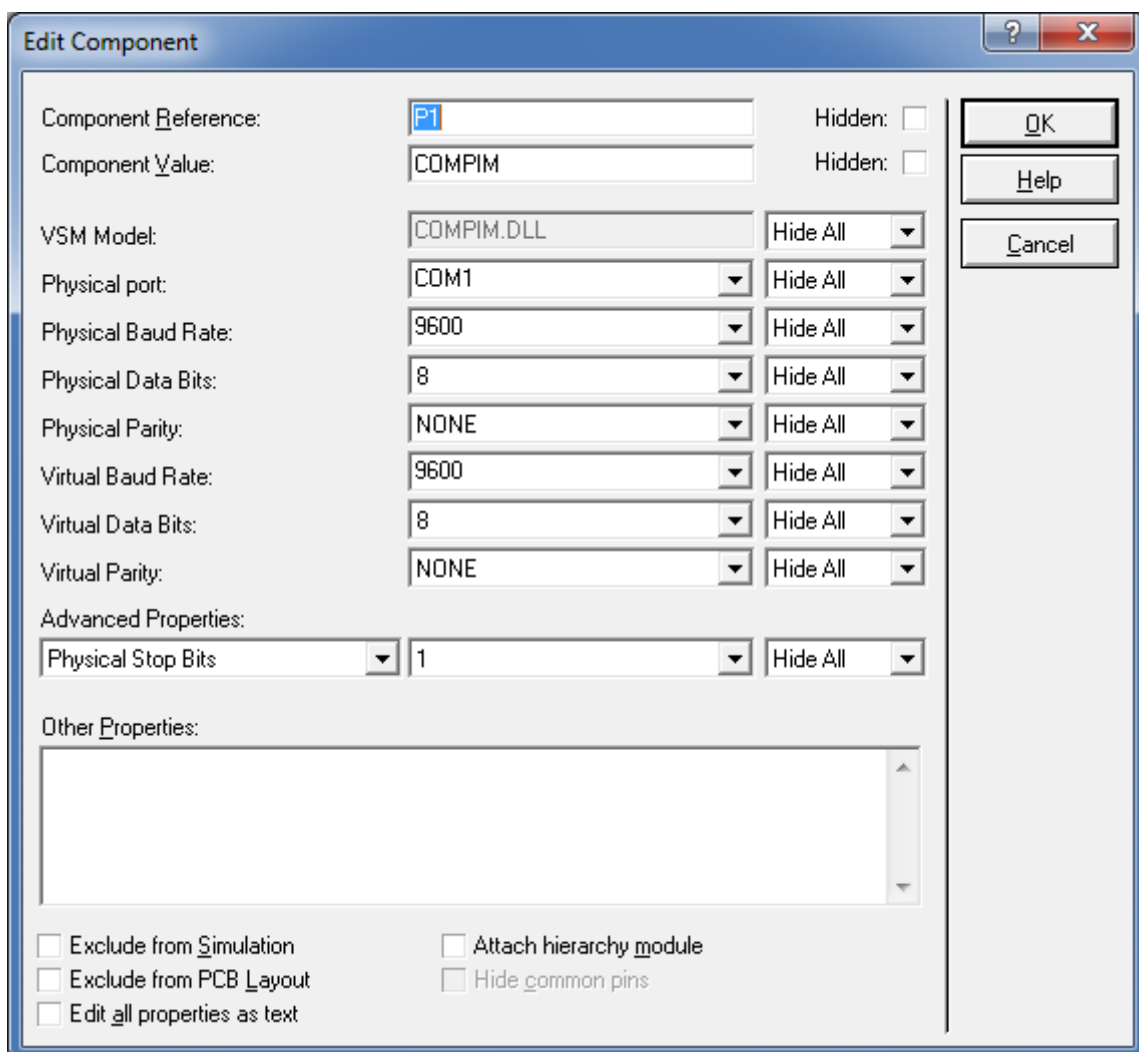


Figura 5.35. Propiedades del elemento COMPIM

El esquema mostrado en la figura 5.40 es similar al de la figura 5.31, con la diferencia de que el MAX-232 ha sido sustituido por el elemento COMPIM.



Simulación:

Convertidor Analógico Digital:

Se utilizará el COM1 virtual para el elemento COMPIM en PROTEUS y COM2 virtual para Visual Basic.

La interface del programa realizado en Visual Basic 2010, se muestra en la figura 5.36.

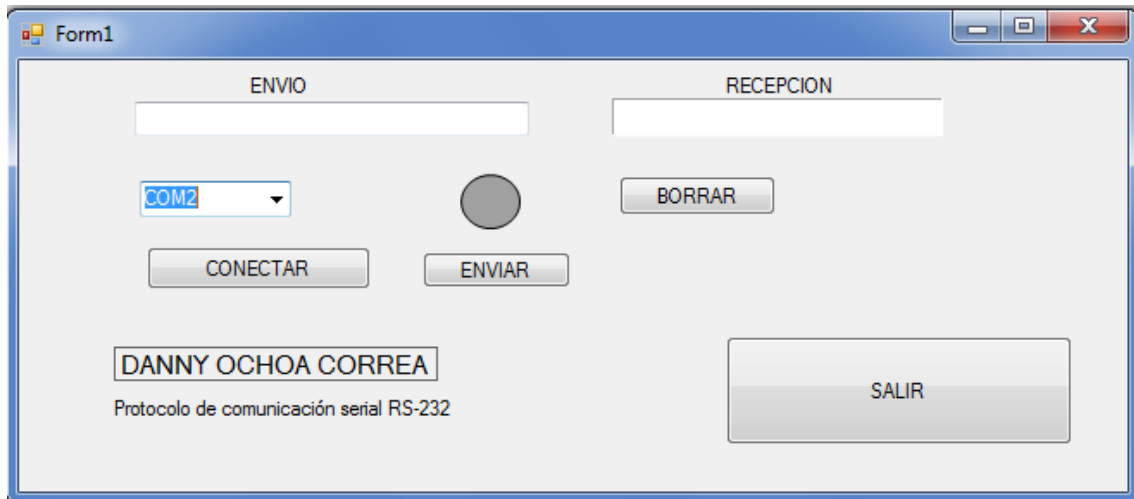


Figura 5.36. Ventana programa implementado en Visual Basic

Una vez iniciada la simulación en PROTEUS, se ejecuta el programa implementado en Visual Basic, en el cual se debe seleccionar el puerto serial para la transmisión y recepción de datos, COM2, para este caso, y hacer clic en CONECTAR. En este instante la conexión entre PROTEUS y VISUAL BASIC queda establecida.

Dado que el PIC se encuentra en estado de espera, para recibir órdenes desde el computador, se ingresa la letra A en la casilla de ENVÍO, para dar inicio a la conversión Analógica Digital, luego se hace clic en ENVIAR, inmediatamente el PIC responderá con el dato analógico convertido por el ADC y enviado serialmente al computador (Fig. 5.37). En la casilla RECEPCIÓN aparece el dato 153. Dado que la tensión de entrada analógica es 3V, el dato recibido es correcto, pues:

$$\frac{V_{IN}}{(V_{REF} / (2^n - 1))} \frac{3}{(5.00 / 255)} = 153$$

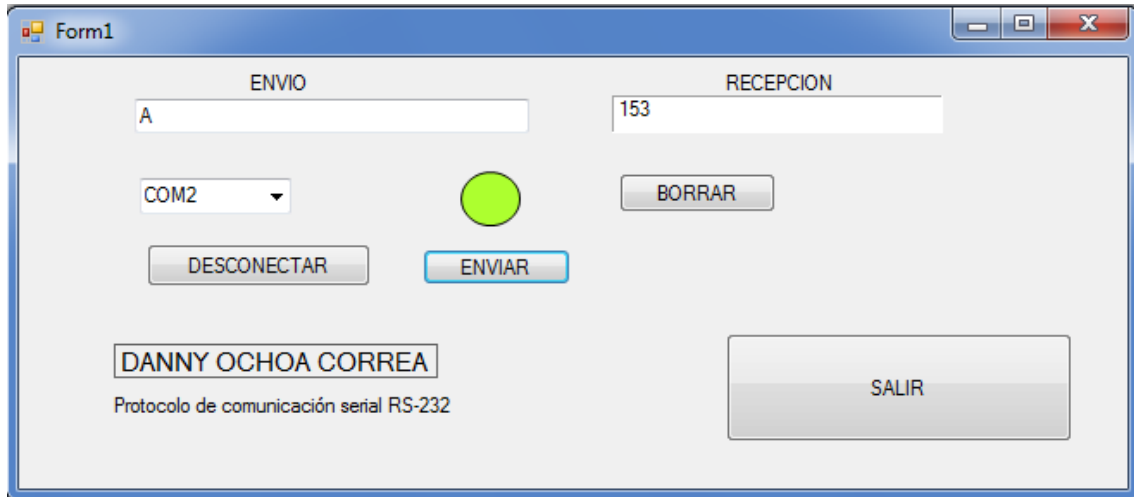


Figura 5.37. Transmisión y recepción de datos seriales

Simulación Convertidor Digital-Analógico:

Ahora bien, para esta simulación, se escribe la letra D en la casilla ENVÍO (que indica al PIC conversión digital-analógica) acompañado del dato a convertir (por ejemplo 125) y hacer clic en ENVIAR (Fig. 5.38).

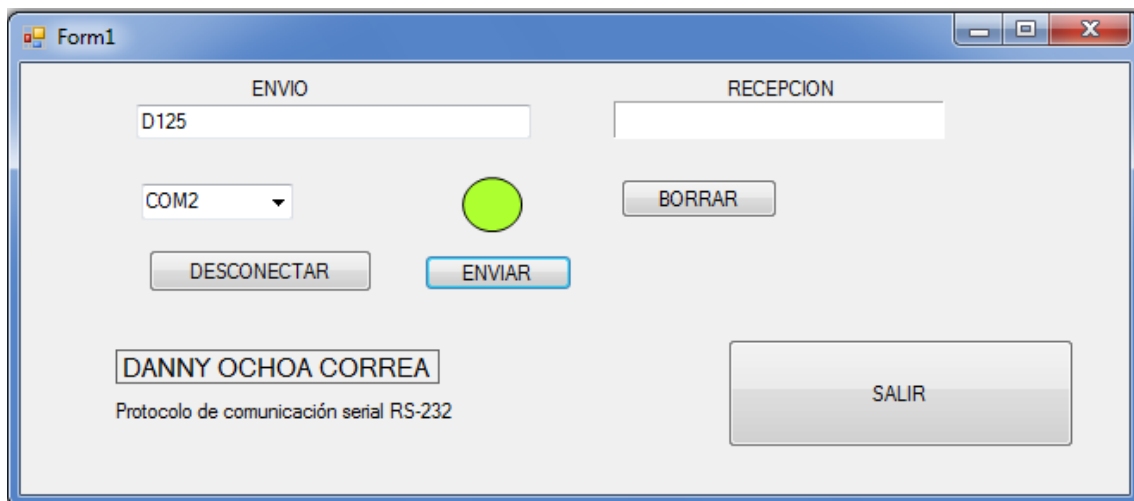


Figura 5.38. Transmisión de datos seriales

Al regresar a PROTEUS y observar la tensión analógica a la salida del DAC, su valor es 2.46V, el cual es muy cercano al esperado 2.44V (Fig. 5.39).

125 en binario es: (MSB)01111101(LSB)

$$V_o = \frac{D_0 \times 2^0 + D_1 \times 2^1 + D_2 \times 2^2 + D_3 \times 2^3 + D_4 \times 2^4 + D_5 \times 2^5 + D_6 \times 2^6 + D_7 \times 2^7}{2^8} V_{ref}$$

$$V_o = \frac{1 \times 2^0 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^6 + 0 \times 2^7}{2^8} \times 5 = 2.44V$$

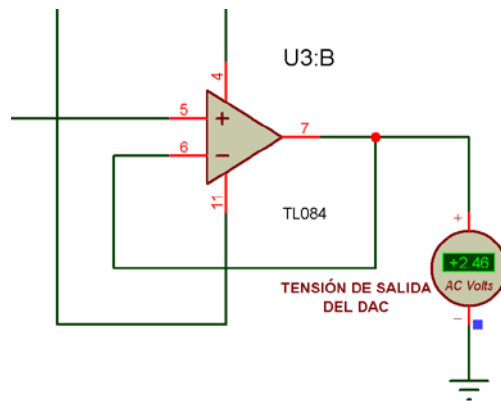
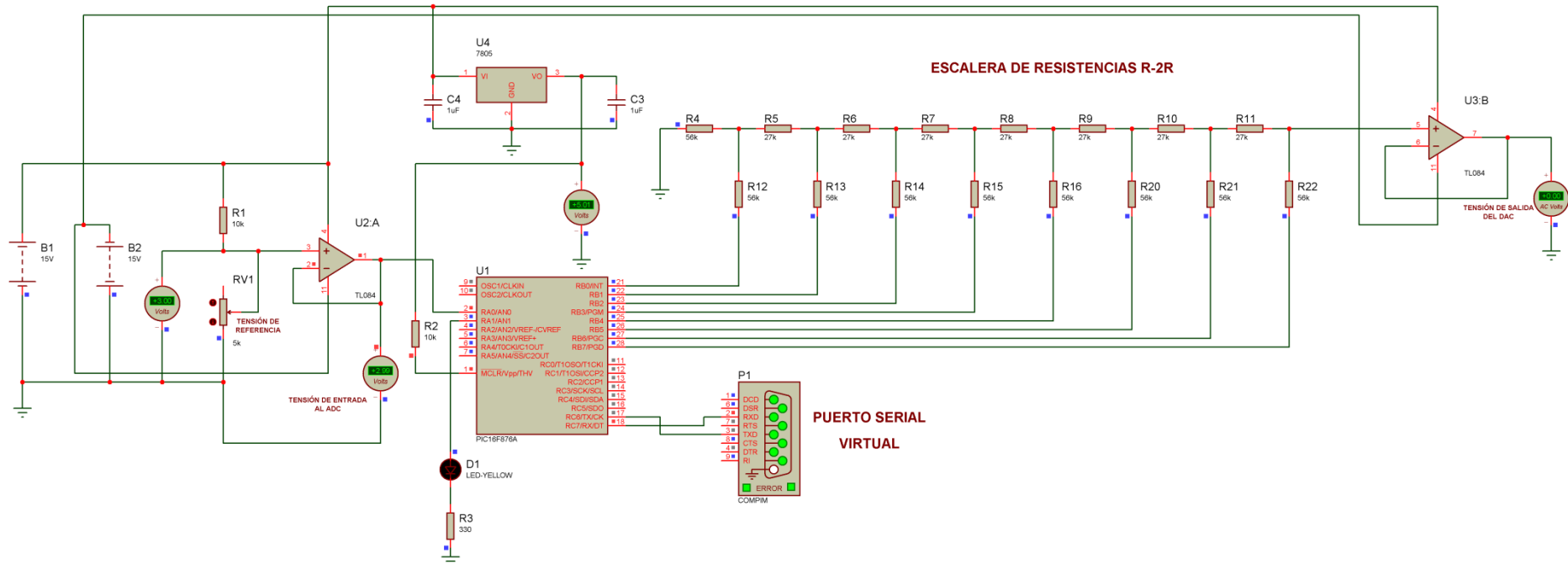


Figura 5.39. Conversión Digital-Analógica



PROTOCOLO DE PRUEBAS ADC-DAC-VISUAL BASIC-PROTEUS

DANNY OCHOA CORREA

Figura 5.40. Conversión Analógica-Digital, Conversión Digital-Analógica, Interface con Visual Basic



CONTROL DE DISPARO DE COMPUERTA SCR MEDIANTE PIC

Se simula el funcionamiento del control de disparo de compuerta SCR mediante PIC. Haciendo referencia al esquema mostrado en el capítulo 4, se ha agregado un voltímetro en la señal analógica de referencia, y un osciloscopio conectado de la siguiente manera: Canal A en la salida de los pulsos de sincronización (punto A), Canal B en la salida de los pulsos de disparo de compuerta (punto B), y Canal C en la fuente de corriente alterna.

Para la simulación, la tensión analógica de referencia es obtenida mediante un divisor de tensión formado por R12 y RV1 en el rango de 0-5V que maneja el convertidor Analógico Digital dentro del PIC.

El esquema completo del circuito se muestra en la figura 5.44.

Simulación:

Se ha dividido la simulación en dos partes: tensión de referencia mínima y tensión de referencia máxima. Los resultados se visualizan con la ayuda del osciloscopio utilizado.

Simulación tensión de referencia mínima:

La tensión de referencia es establecida a 0V. Mediante el osciloscopio se puede observar el pulso de disparo de compuerta con respecto a la onda alterna de la red y el pulso de sincronización (Fig. 5.41).

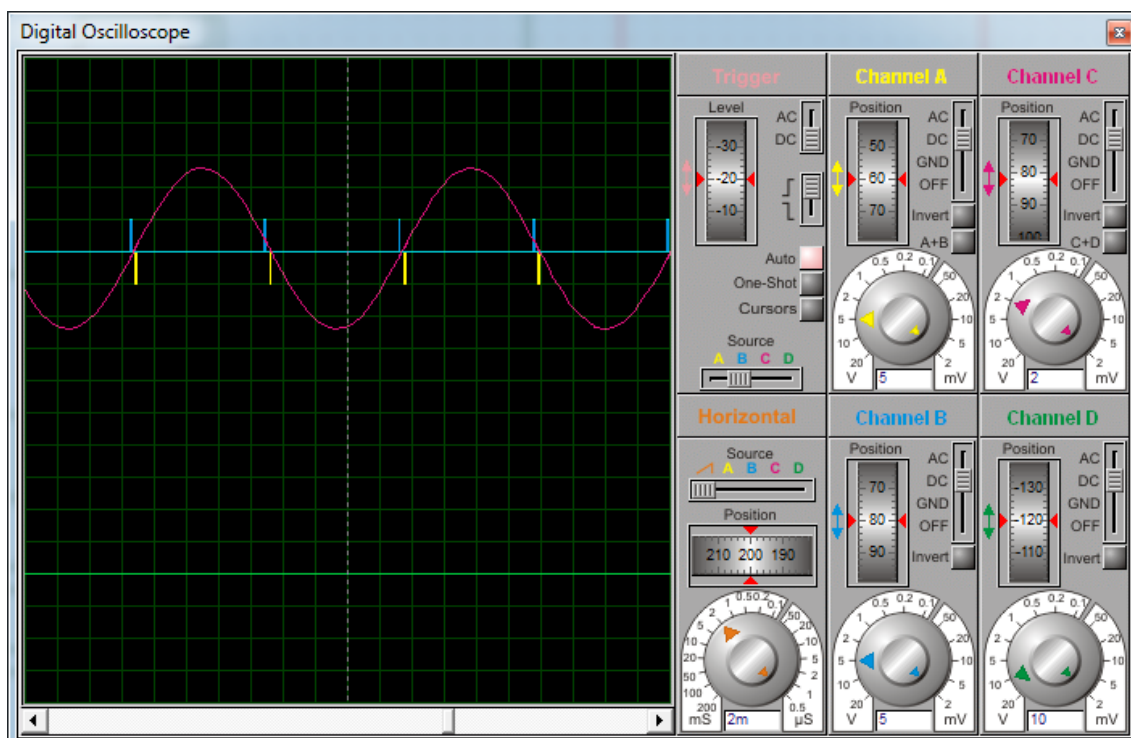


Figura 5.41. Formas de onda de los puntos A, B y C (tensión de referencia mínima)

Es visible que, los pulsos de sincronización (Canal A) están presentes en el cruce por cero de la onda alterna, lo que muestra un correcto funcionamiento de esta etapa. En este caso los pulsos de disparo de compuerta deben proporcionar la menor tensión de salida en la etapa de potencia, por tanto el retardo debe ser el máximo posible, lo que es verificado también en la simulación.

Simulación tensión de referencia máxima:

Se establece la tensión de referencia a 5V. Nuevamente se utiliza el osciloscopio para observar el pulso de disparo de compuerta con respecto a la onda alterna de la red y el pulso de sincronización (Fig. 5.42).

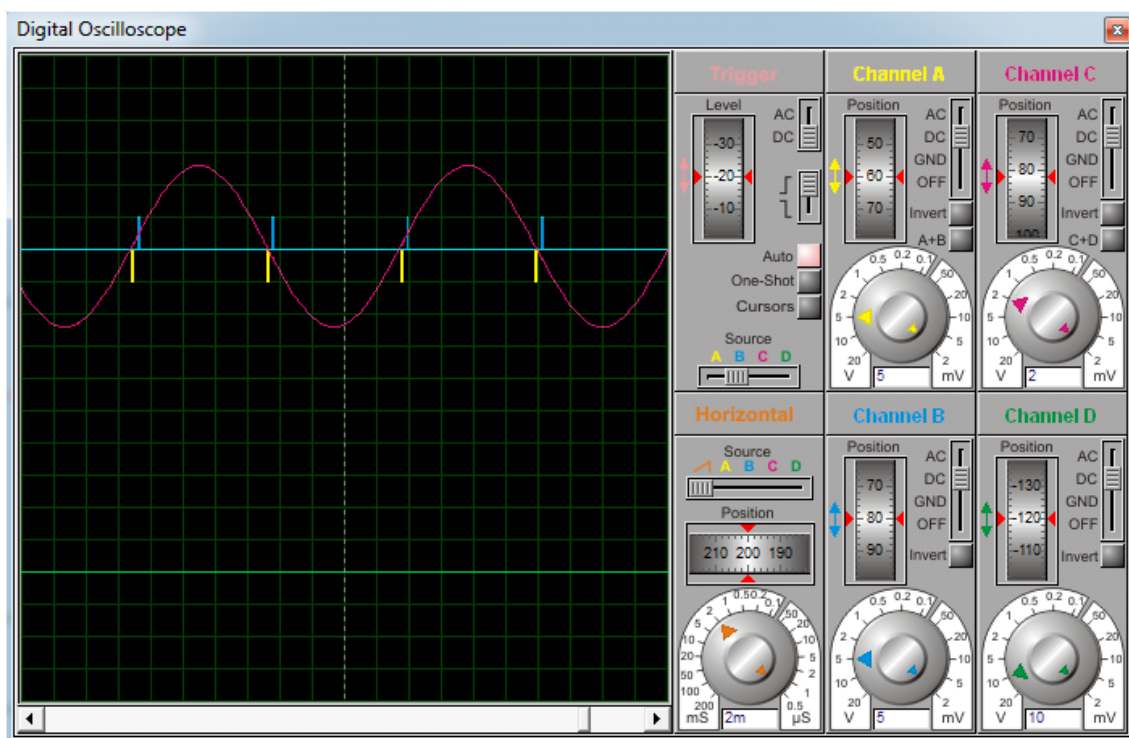


Figura 5.42. Formas de onda de los puntos A, B y C (tensión de referencia máxima)

En este caso, los pulsos de disparo de compuerta deben proporcionar la mayor tensión de salida en la etapa de potencia, por tanto el retardo debe ser el mínimo posible. En la simulación puede verse este hecho, concluyendo que el circuito funciona satisfactoriamente.

En cualquiera de los casos se puede desactivar los canales A y C del osciloscopio y observar el pulso de disparo de compuerta (Canal B), que en realidad se trata de un tren de 5 pulsos, cada uno con un ancho de 2 μ s, tal y como se diseñó en el capítulo 4 (Fig. 5.43).

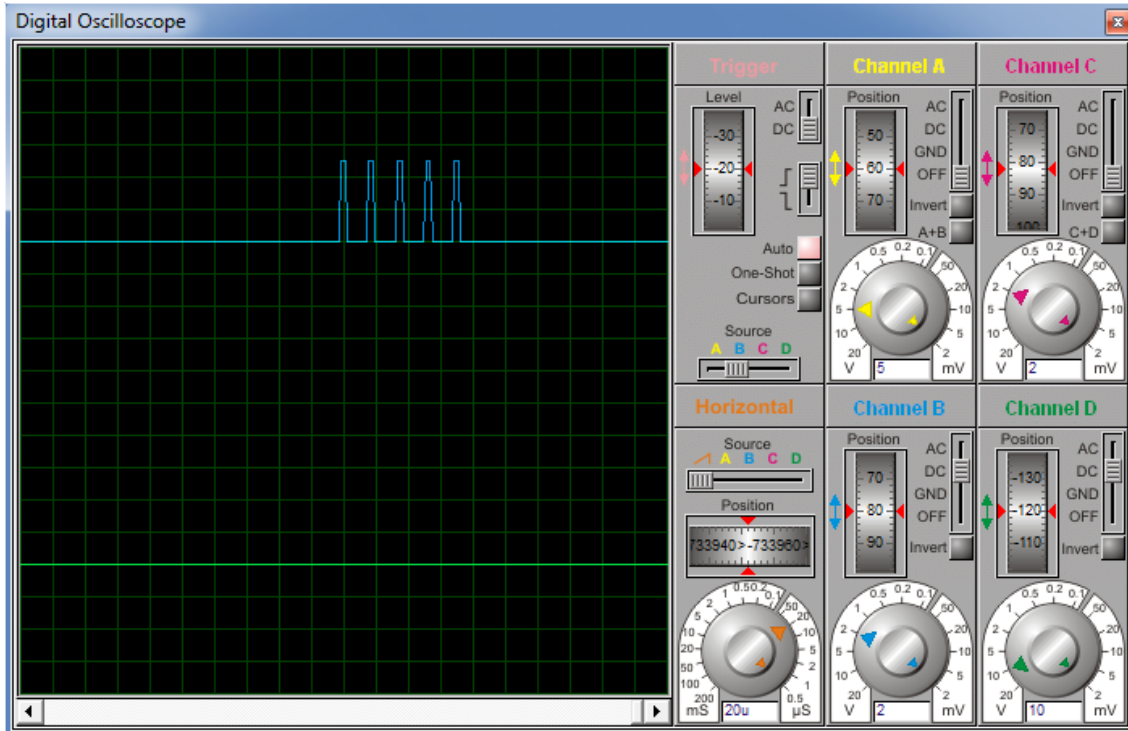
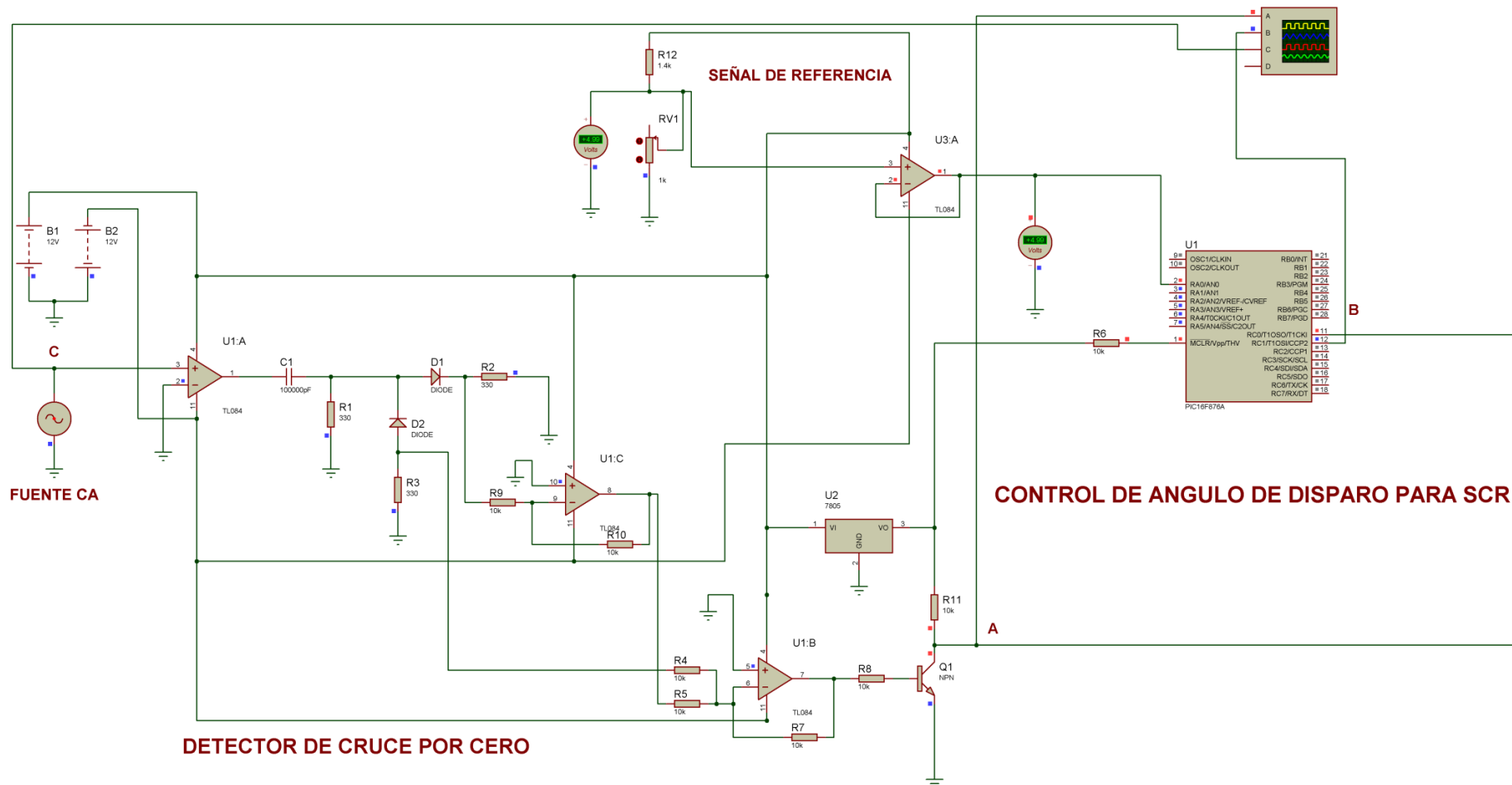


Figura 5.43. Tren de pulsos de disparo de compuerta de SCR



CONTROL DE ANGULO DE DISPARO PARA SCR MEDIANTE PIC

Danny Ochoa Correa

Figura 5.44. Esquema control de disparo de compuerta para SCR mediante PIC



5.2.5.3. SIMULACIÓN MEDIANTE SIMULINK DE MATLAB

En secciones anteriores se presentó la simulación de funcionamiento de cada uno de los bloques que componen los módulos didácticos.

Ahora bien, para simular los bloques de control completos, Simulink de Matlab es una excelente herramienta, pues permite modelar los diferentes bloques utilizando su función de transferencia, ya sea con la transformada de Laplace (tiempo continuo) como con la transformada Z (tiempo discreto), dado que con los programas presentados anteriormente no es posible llevarlo a cabo.

Mediante Simulink de Matlab se simulará:

Control PID analógico

- Control de velocidad motor CC
- Control de temperatura
- Control de nivel de líquido

Control PID digital

- Control de velocidad motor CC
- Control de temperatura
- Control de nivel de líquido

5.2.5.3.1. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PID PARALELO ANALÓGICO

Como paso previo a la simulación de los bloques de control, es importante analizar el controlador a implementar en Simulink.

La estructura del controlador analógico PID paralelo diseñado corresponde a:

$$U(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

$$U(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

Por tanto se utilizarán los bloques integrador, derivada ideal, ganancia, restador y sumador, con la configuración mostrada en la figura 5.45.

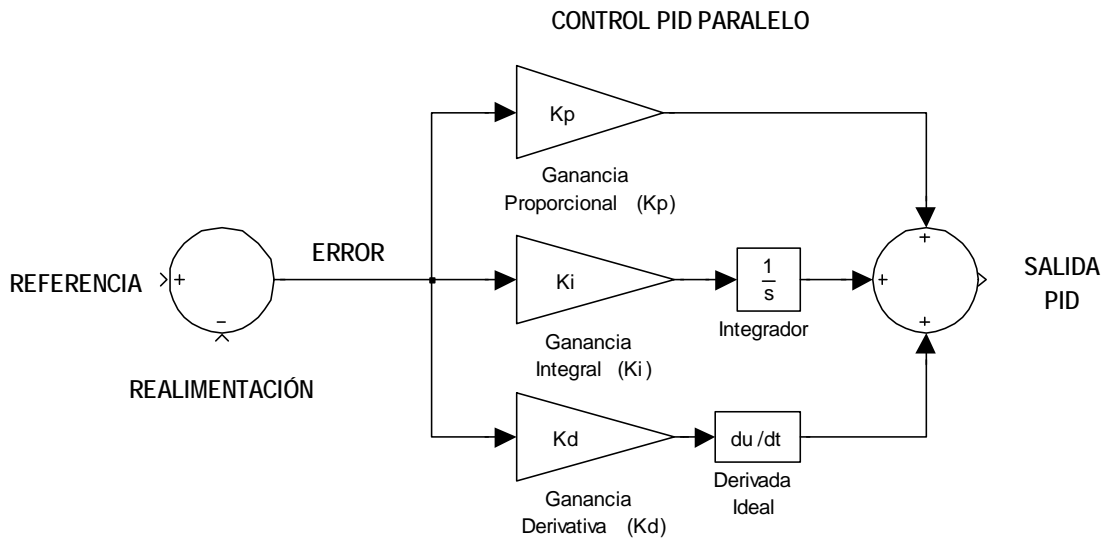


Figura 5.45. Controlador PID implementado en Simulink

Los parámetros PID pueden ser modificados al hacer doble clic sobre cada uno de los bloques de ganancia.

BLOQUE DE CONTROL PID DE VELOCIDAD DE MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

DISEÑO DEL CONTROLADOR PID ANALÓGICO

Se tomaron los datos del motor de corriente continua del capítulo 5 y los bloques de cada uno de los componentes del controlador estudiados en el capítulo 4.

```
>> Ra=3.68;
La=0.0182;
Kv=0.5396;
Kt=0.5396;
J=0.0527;
B=0.018;
>> num=[Kt];
den=[La*J (Ra*J+La*B) (Ra*B+Kv*Kt)];
>> G=tf(num,den)
```

Transfer function:

0.5396

0.0009591 s² + 0.1943 s + 0.3574

Función de transferencia motor de CC en el área de trabajo de Matlab

Para encontrar los parámetros óptimos del controlador, se utilizará la herramienta SISOTOOL de Matlab, mediante el método del lugar geométrico de raíces LGR.



El primer paso a realizar es normalizar la función de transferencia del motor, lo que significa que, al aplicar un escalón unitario a su entrada, el valor en estado estacionario de la salida debe ser igual a la unidad. Se puede demostrar que, para este caso, al dividir la ganancia de la función de transferencia del motor por el factor 1.51 se logra dicha normalización.

```
>> G=G/1.51
```

```
Transfer function:
```

```
0.3574
```

```
-----  
0.0009591 s^2 + 0.1943 s + 0.3574
```

Función de transferencia normalizada motor de CC

Aplicando una entrada escalón unitario a esta función, obtenemos la respuesta del sistema sin compensar:

```
>> step(G,10)
```

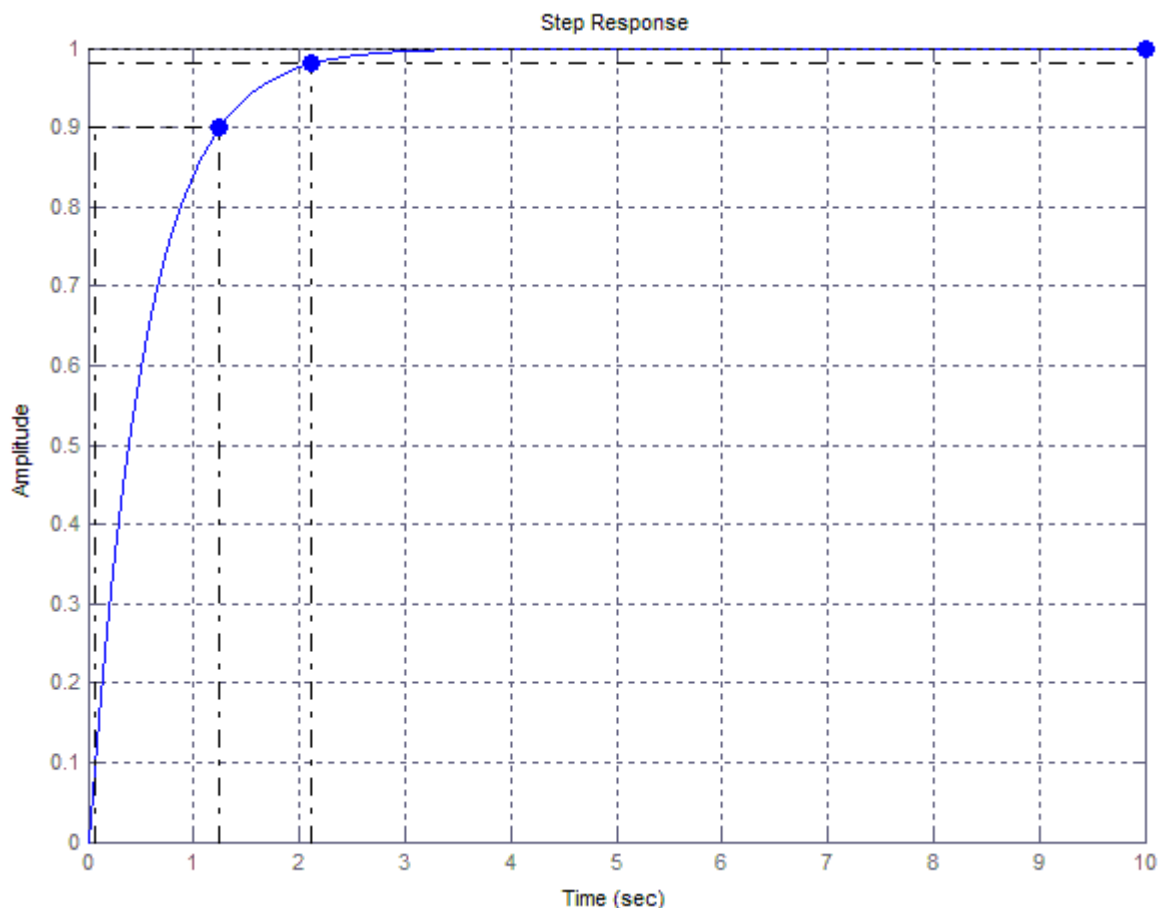


Figura 5.46. Respuesta al escalón unitario del motor de CC sin compensar

Características de la respuesta:

Tiempo de establecimiento, $t_s=2.11s$
Tiempo de subida, $t_r=1.8s$
Amplitud en estado estacionario=1

Especificaciones de diseño:

Se diseñará un controlador PID para que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:

Máximo sobresalto, $M_p < 5\%$
Tiempo de establecimiento, $t_s < 2s$

Bien, se ejecuta la herramienta SISOTOOL escribiendo en el área de trabajo de Matlab:

```
>> sisotool
```

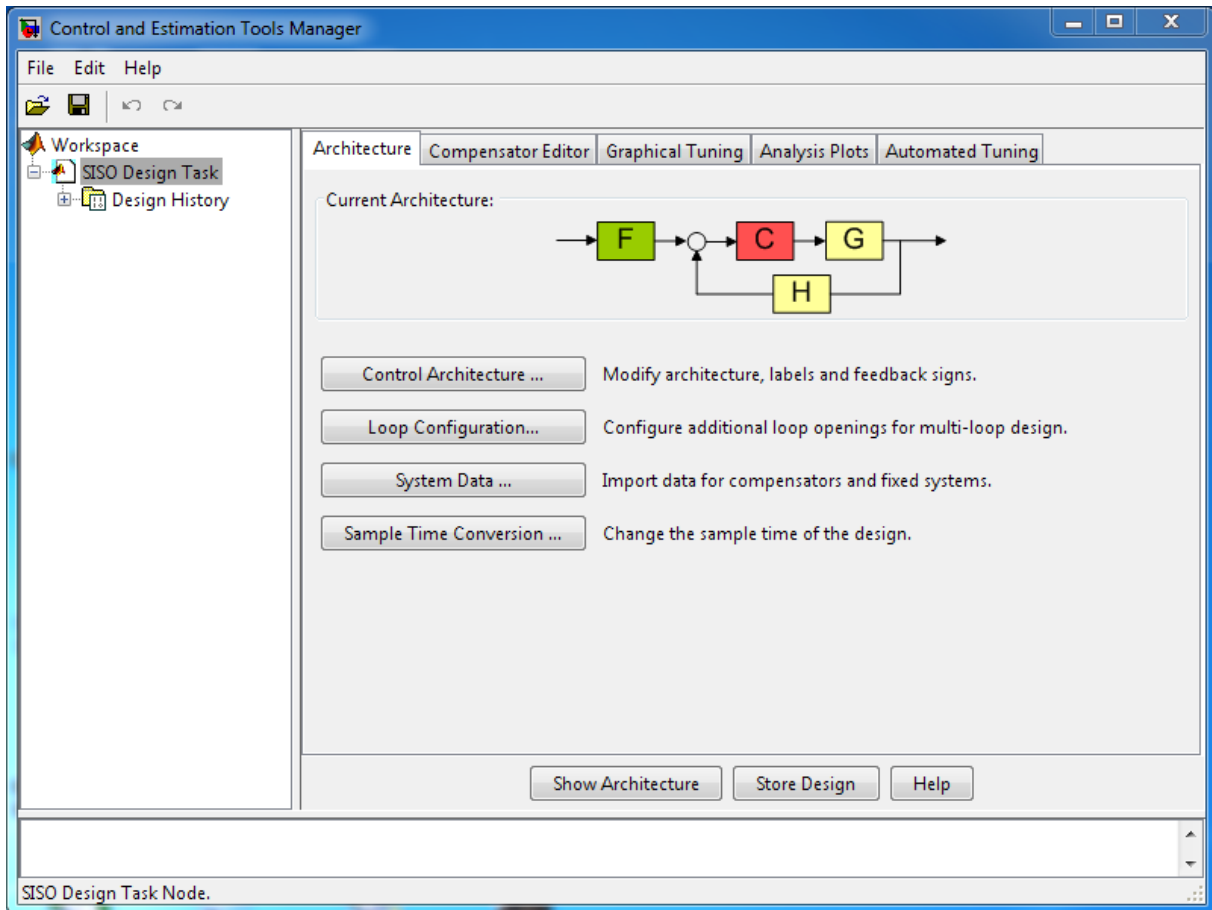


Figura 5.47. Ventana principal de SISOTOOL

Se utilizará la arquitectura mostrada en la figura anterior, dado que corresponde a la estructura del sistema de control diseñado en el presente proyecto.

Se ingresan los datos del sistema, haciendo clic en *System Data*.

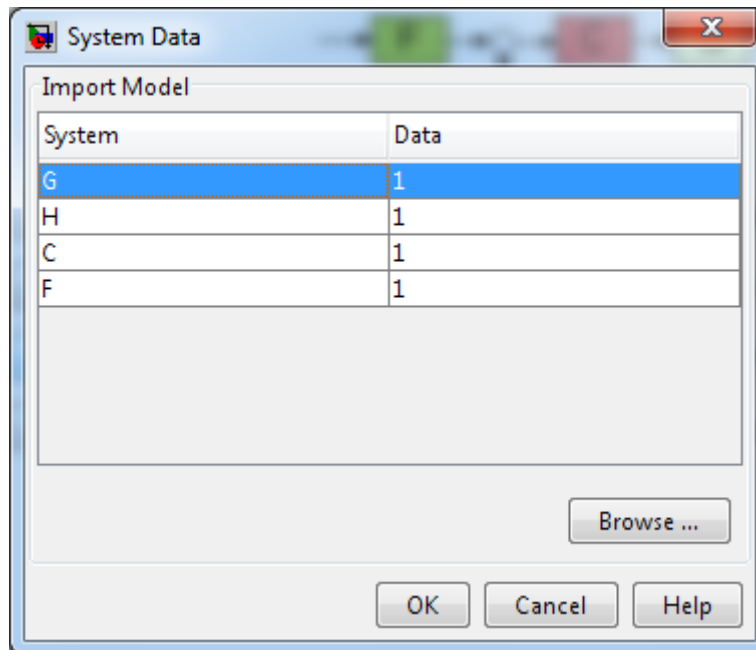


Figura 5.48. Ventana datos del sistema

Para la planta $G(s)$ se utilizará la función de transferencia ingresada previamente en el área de trabajo de Matlab, haciendo clic en *Browse*, luego, en la casilla *Import from* se selecciona *Workspace*.

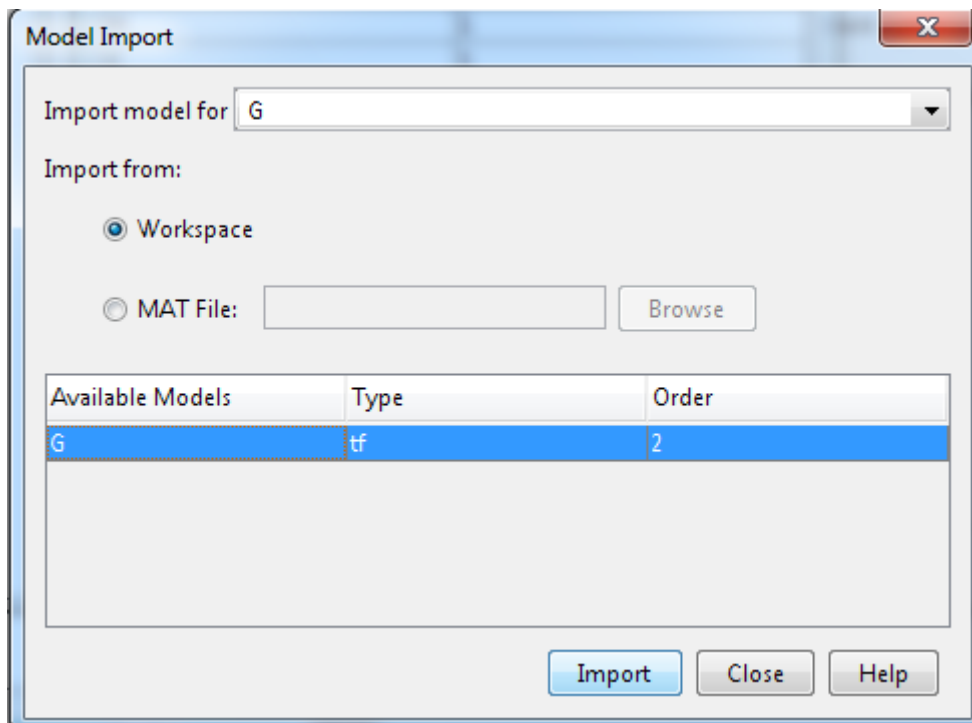


Figura 5.49. Importar función de transferencia desde el área de trabajo de Matlab

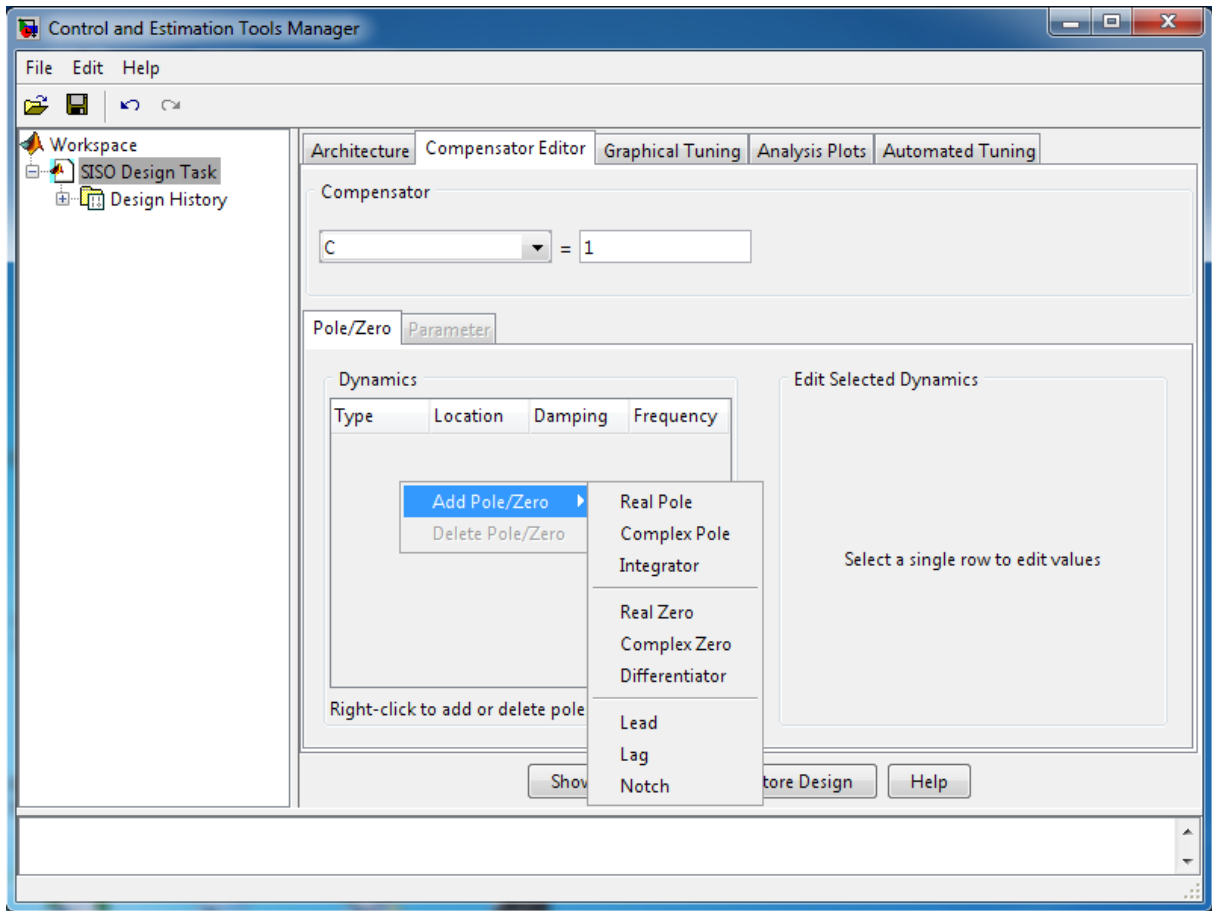


Figura 5.51. Adición de polos y ceros al compensador

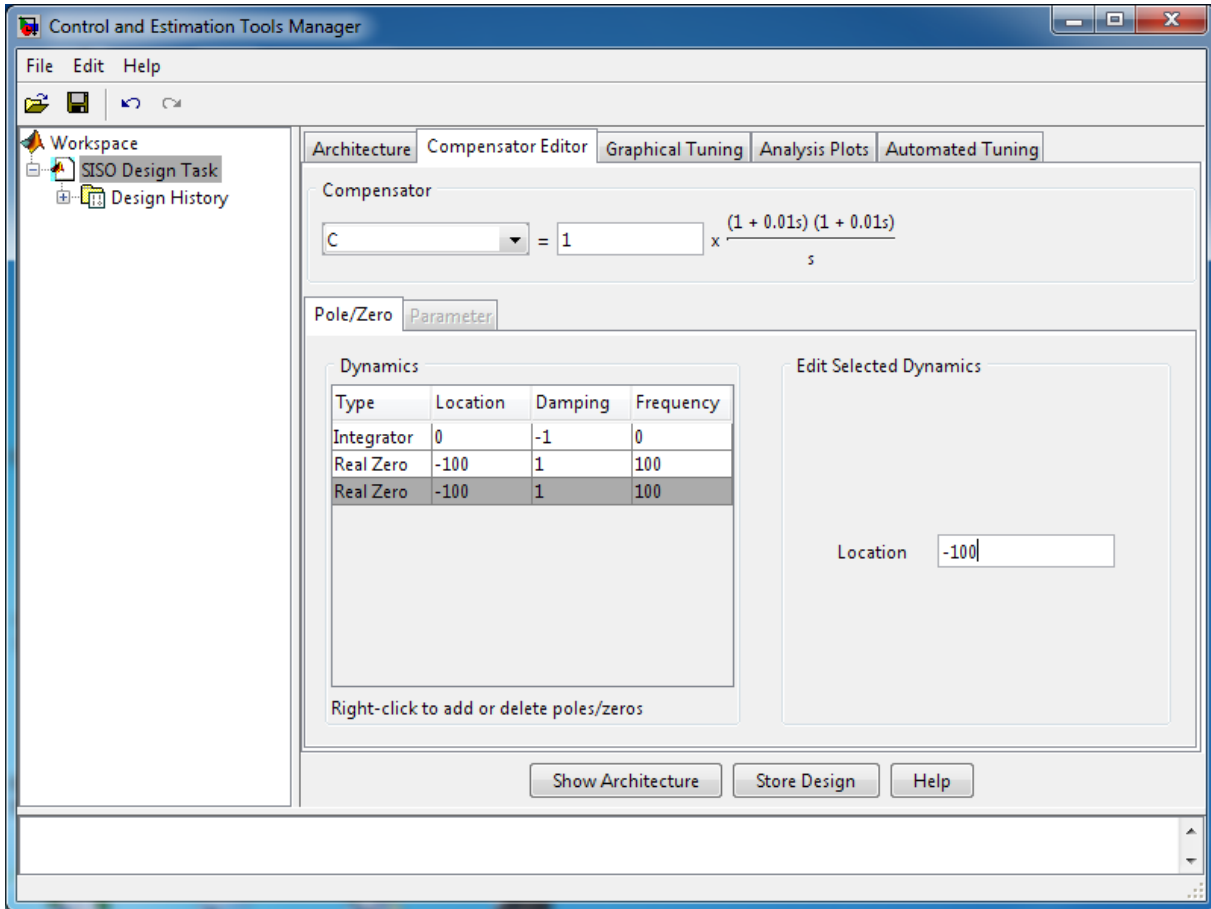


Figura 5.52. Valor de polos y ceros escogidos aleatoriamente

Luego en la gráfica del LGR se ingresan las especificaciones de diseño, que en este caso corresponde a un máximo sobresalto inferior a 5% y un tiempo de establecimiento menor a 2 segundos.

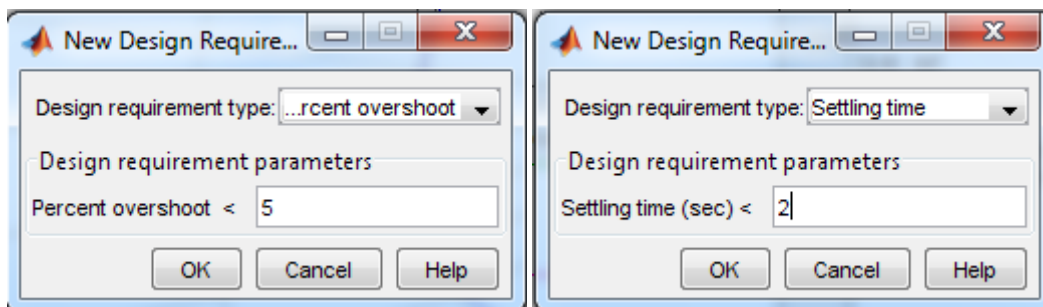


Figura 5.53. Especificaciones de diseño

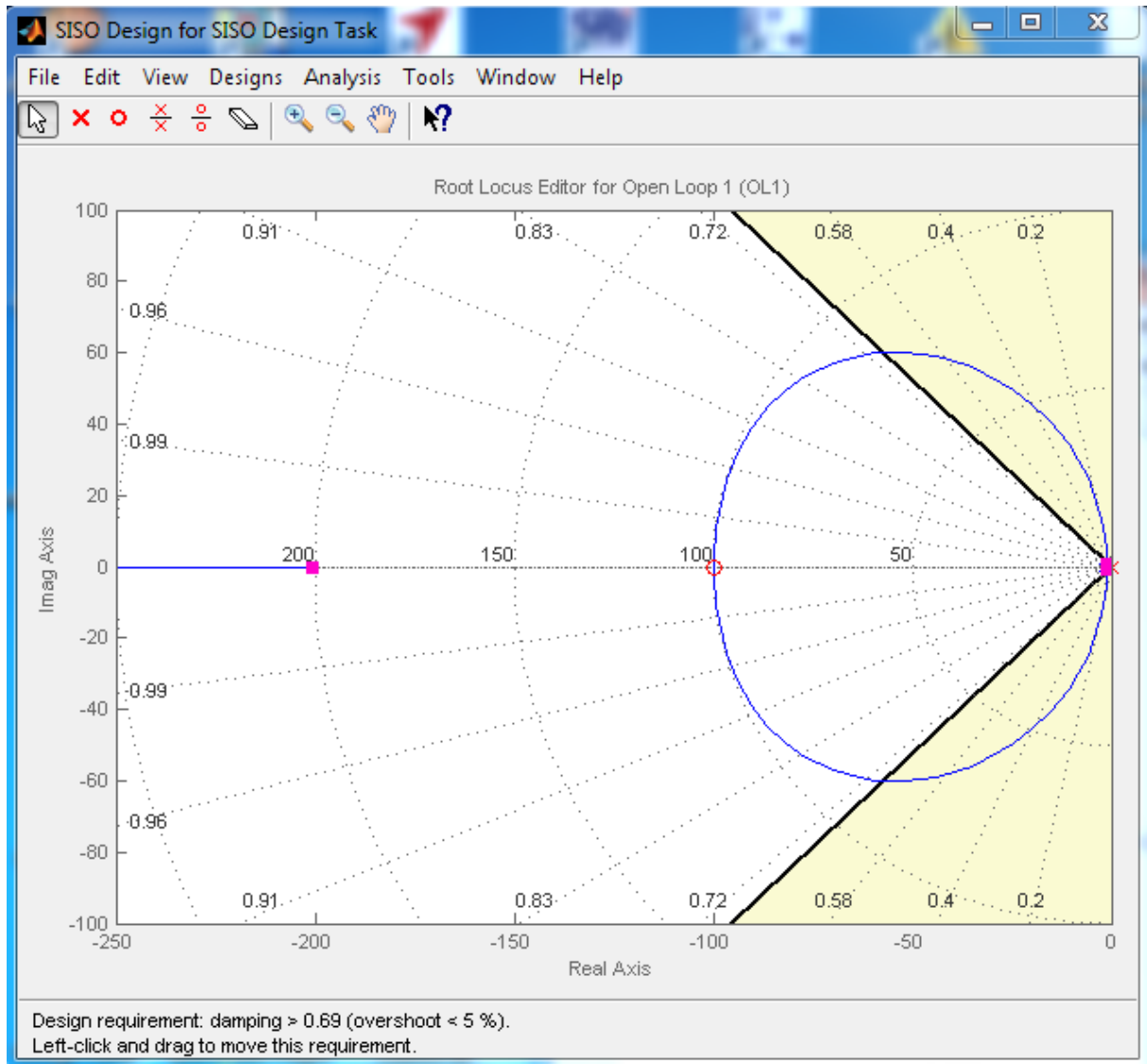


Figura 5.54. Lugar geométrico de raíces del sistema compensado

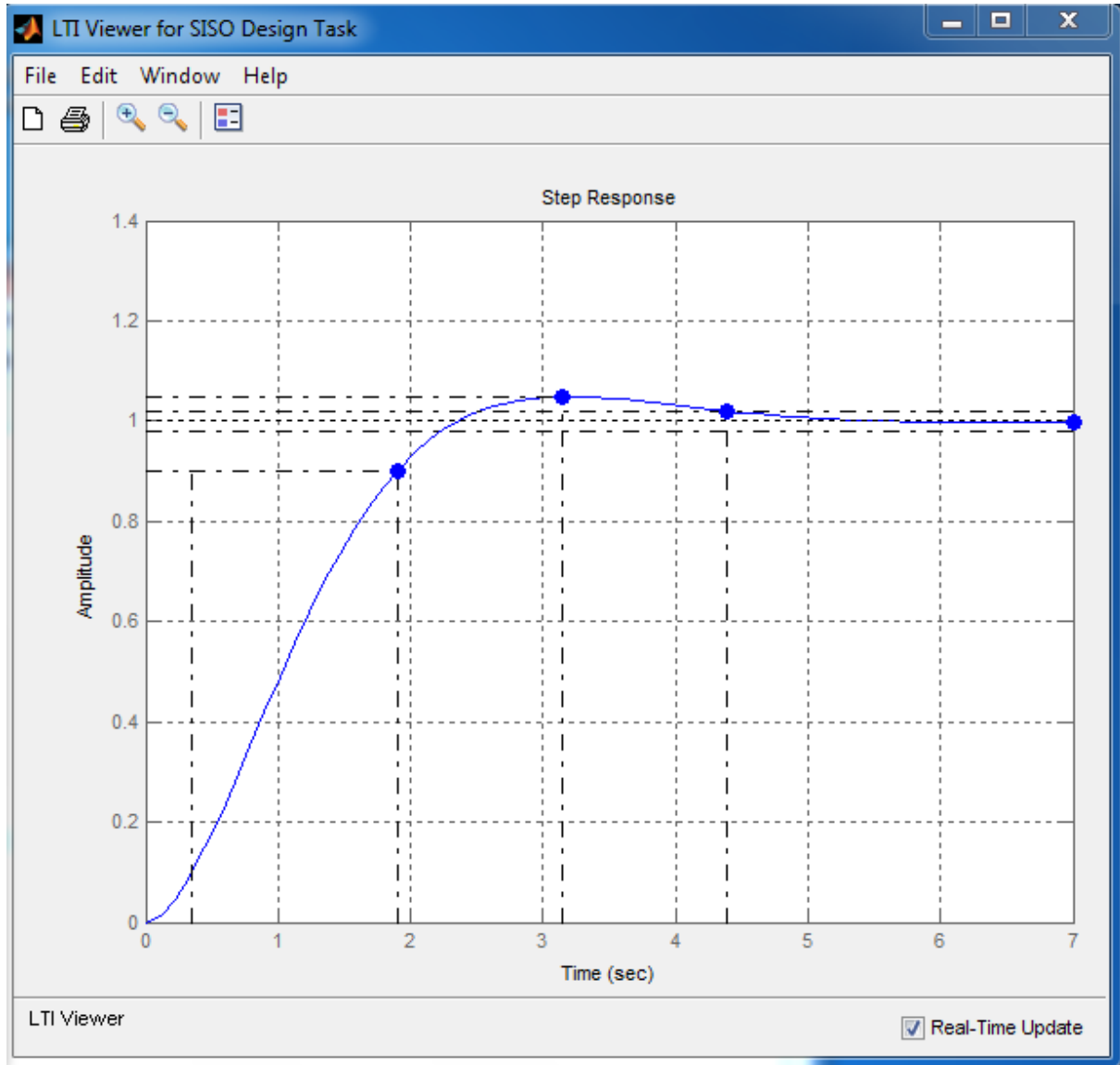


Figura 5.55. Respuesta al escalón unitario del sistema compensado

Las características del sistema con compensación, cuyos ceros fueron seleccionados aleatoriamente corresponden a:

$$t_r=1.54s$$

$$t_s=4.38s$$

$$t_p=3.15s$$

$$M_p=4.94\%$$

Se evidencia que, si bien el máximo sobresalto M_p está dentro de las especificaciones de diseño planteadas, el tiempo de establecimiento excede el valor deseado. Es por tanto necesario, realizar algunas modificaciones al LGR hasta alcanzar las características de respuesta preestablecidas.

Luego de realizar un exhaustivo cambio de posición de los ceros y polos del sistema, actuando directamente sobre el LGR, se obtiene lo siguiente:

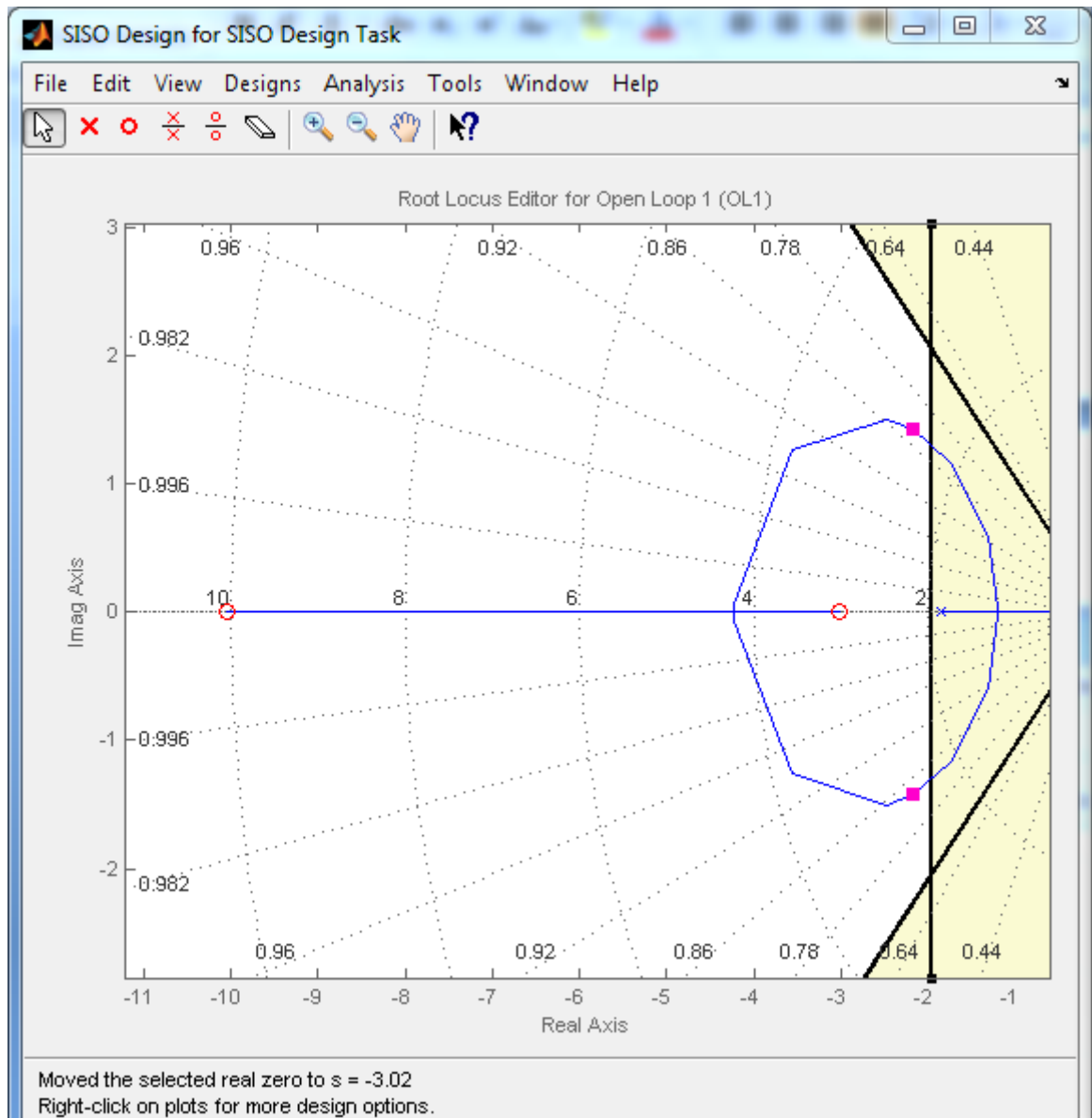


Figura 5.56. Lugar geométrico de raíces del sistema compensado

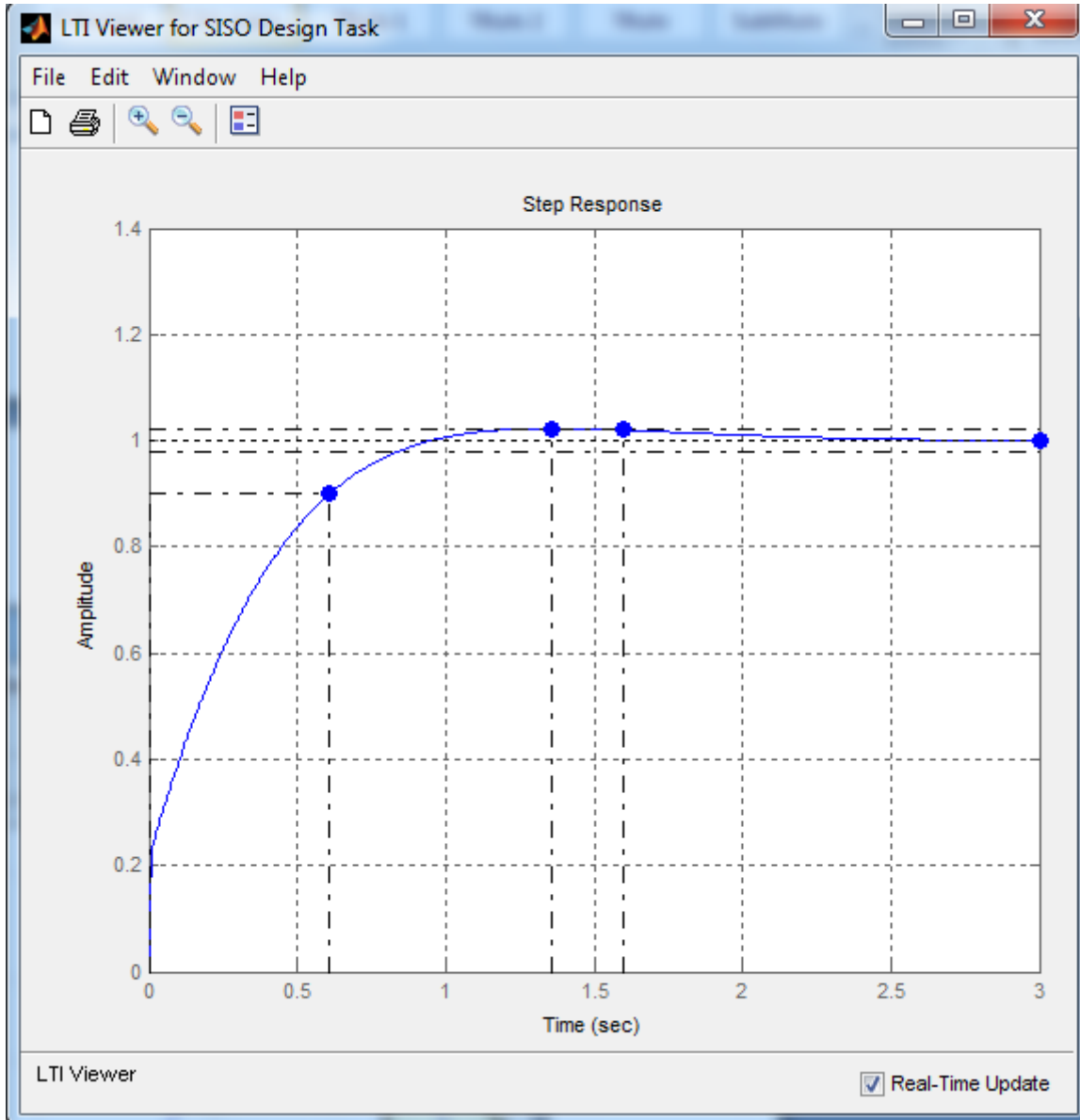


Figura 5.57. Respuesta al escalón unitario del sistema compensado

Características de la respuesta:

$$t_r=0.606s$$

$$t_s=1.6s$$

$$t_p=1.36s$$

$$M_p=2.32\%$$

Estas características cumplen con las especificaciones de diseño, por tanto, los parámetros del compensador pueden ser utilizados para el dimensionamiento de las constantes PID.

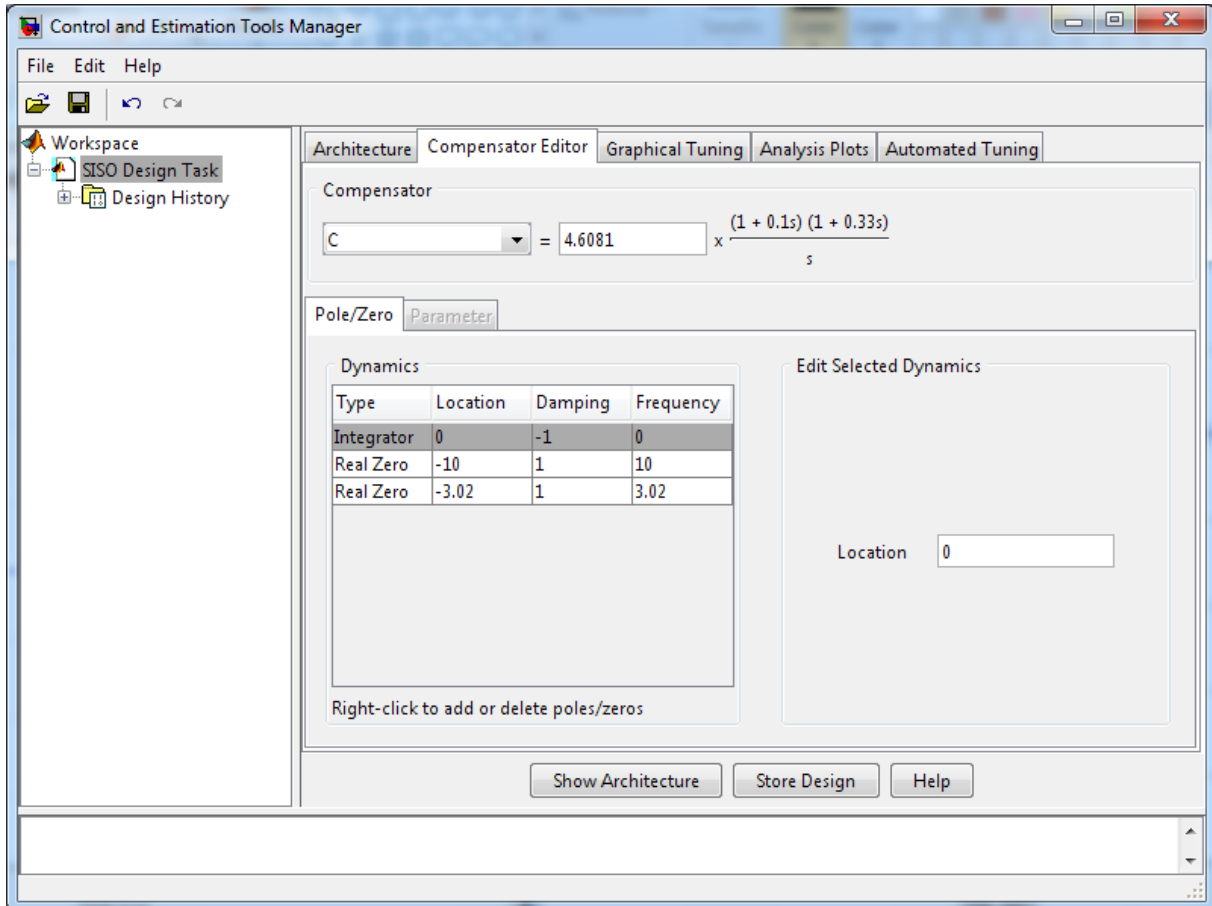


Figura 5.58. Características del compensador

Se tiene que:

$$C(s) = 4.6081 \times \frac{(1 + 0.1s)(1 + 0.33s)}{s}$$

$$C(s) = \frac{4.6081 + 1.9815s + 0.1521s^2}{s}$$

Dado que se utiliza la estructura de controlador PID dada por la ecuación 2.16, se obtiene:

$$K_p = 1.9815$$

$$K_i = 4.6081$$

$$K_d = 0.1521$$

Implementación del bloque controlador en Simulink

Como siguiente paso, se ingresan los parámetros PID en Simulink.

La figura 5.59 muestra la implementación del sistema de control PID en Simulink. Se ha colocado adicionalmente un bloque que simula la saturación de los amplificadores



operacionales. Los límites superior e inferior son +13.5 y -13.5 respectivamente, dado que en la práctica los amplificadores operacionales serán alimentados con tensión de $\pm 15V$.

Se comprobó que el amplificador de potencia puede entregar una tensión continua promedio en el rango de 11.174-83.654V, que al aplicar a los terminales del motor de corriente continua, se obtiene una velocidad en su eje de 161 a 1206RPM, por tanto, este será el rango de control. A la salida de éste también se ha colocado un bloque de saturación.

La dinámica del motor de CC está especificada en el bloque función de transferencia, mientras que el tacómetro se modela como un bloque con ganancia constante.

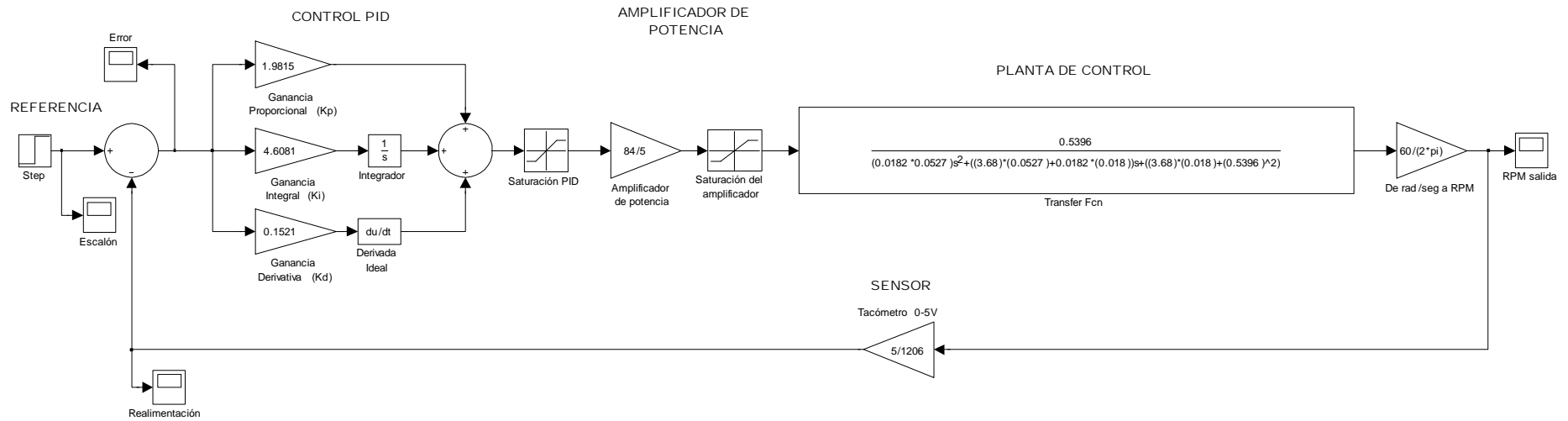


Figura 5.59. Esquema controlador PID de velocidad de motor de CC implementado en Simulink

Al aplicar un escalón de 3V de amplitud en la entrada de referencia, se obtienen los siguientes resultados para las diferentes etapas del sistema de control:

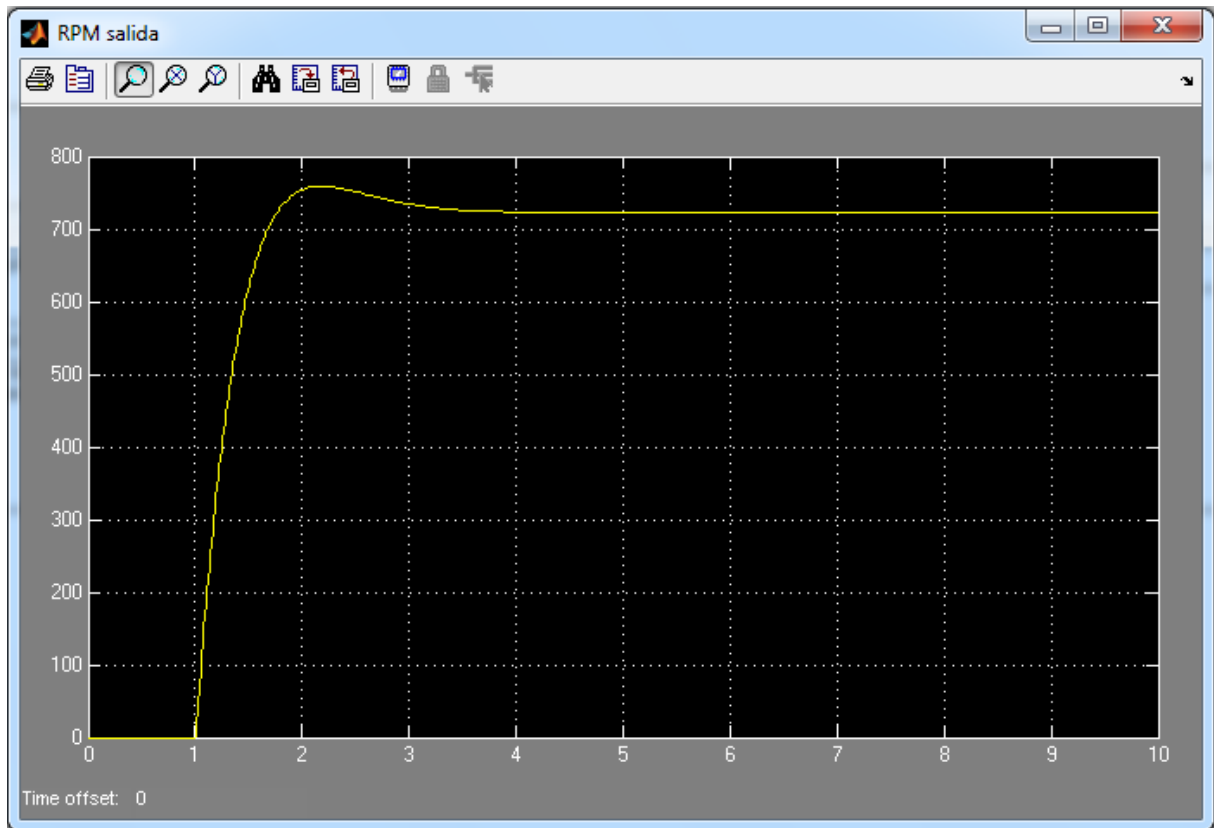


Figura 5.60. Velocidad de salida motor CC

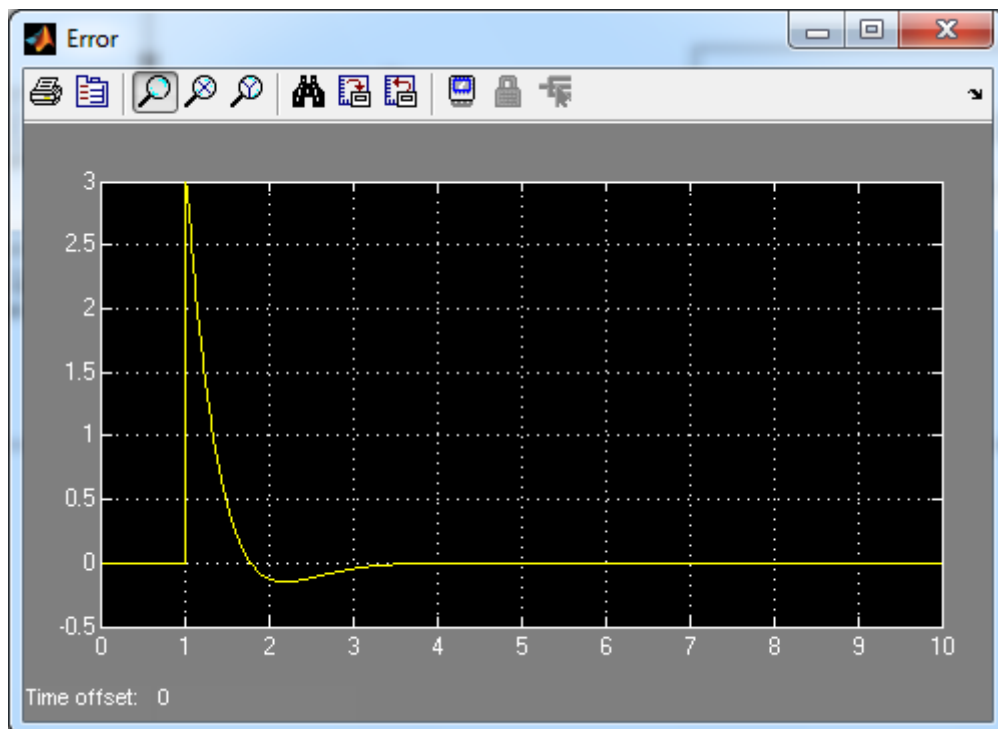


Figura 5.61. Error en estado estacionario



Características del sistema:

Error en estado estacionario, $e_{ss}=0.0000213$

$t_s=1.865s$

$t_p=1.18s$

$M_p=4.87\%$

Se puede concluir que, las especificaciones de diseño son cumplidos con estos parámetros PID, y el funcionamiento del bloque controlador analógico es correcto, por tanto el sistema puede ser implementado en la práctica.

BLOQUE DE CONTROL PID DE TEMPERATURA

Para representar la planta de control de temperatura, se utilizará la función de transferencia de primer orden más tiempo muerto, estudiada en el capítulo 2.

$$G_p(s) = \frac{\Theta(s)}{V_{in}(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$

Los parámetros del controlador PID serán calculados mediante el método de Ziegler y Nichols.

Se determinó en la sección 5.1.3 que la función de transferencia de la planta de control de temperatura es:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{45}{84}\right)e^{-14.7s}}{21.3s + 1}$$

Para analizar sus características en el dominio del tiempo, se introduce la función de transferencia normalizada en el área de trabajo de Matlab.

```
>> L=14.7;
T=21.3;
>> s=tf('s');
P=exp(-L*s)/(1+T*s)
```

Transfer function:

$$\frac{1}{\exp(-14.7*s) * \text{-----}} \\ 21.3 s + 1$$

Función de transferencia planta de control de temperatura en el área de trabajo de Matlab



Se aplica un escalón unitario a la entrada de la planta, y se observa su respuesta para un intervalo de tiempo de 200 segundos.

```
>> step(P,200)
```

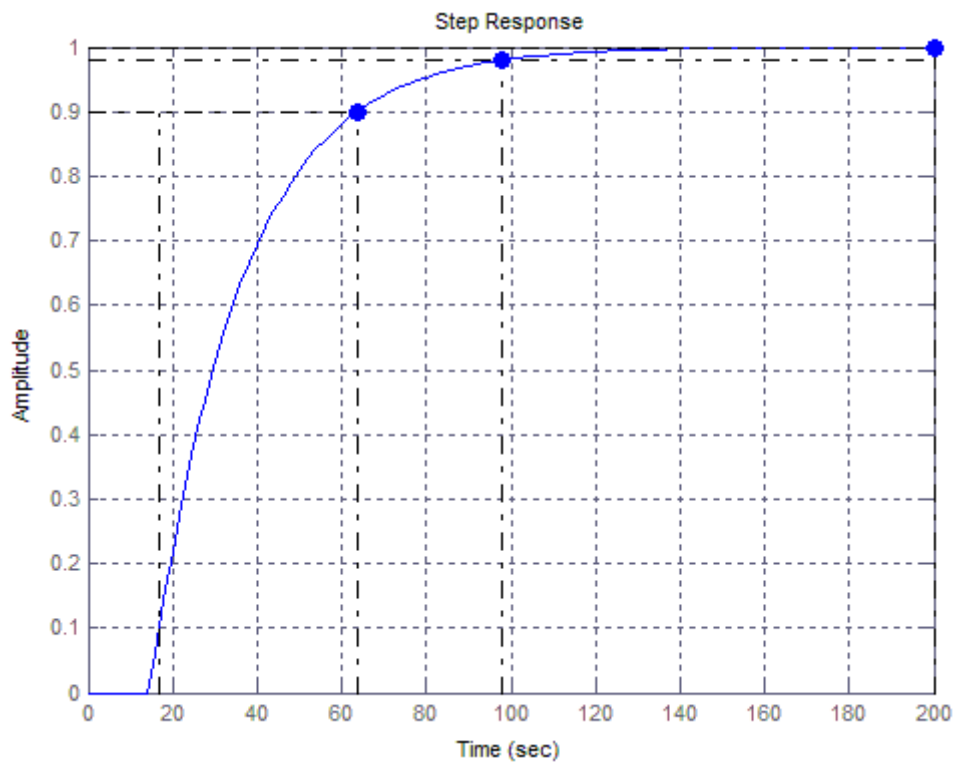


Figura 5.62. Respuesta al escalón unitario de la planta de control de temperatura sin compensar

Características de la respuesta:

Tiempo de establecimiento, $t_s=98s$

Tiempo de subida, $t_r=46.8s$

Amplitud en estado estacionario=1

Especificaciones de diseño:

Se diseñará un controlador PID para que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:

Máximo sobresalto, $M_p < 25\%$

Tiempo de establecimiento, $t_s < 98s$

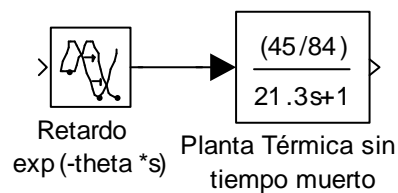
Implementación de la planta controlada en Simulink

La implementación de este modelo de planta en Simulink se realizó de la siguiente manera:

El término e^{-Ls} representa el tiempo muerto o de retardo L . Se puede utilizar el bloque *Transport Delay* disponible en Simulink en el cual es posible especificar el tiempo de retardo, $L=14.7\text{seg}$.



A continuación de éste, se inserta el bloque función de transferencia en el cual se especifican los parámetros de la planta como si se tratara de un sistema de primer orden sin tiempo muerto.



Por último, considerando que la planta cuenta con una condición inicial de temperatura, que en este caso se asume $\theta_{\min} = 15^{\circ}\text{C}$, se conecta a continuación un offset de amplitud 15.

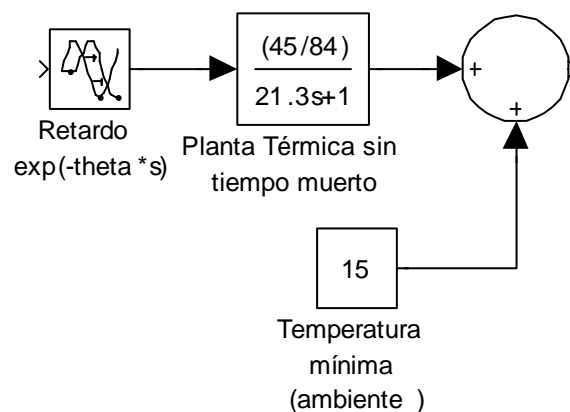
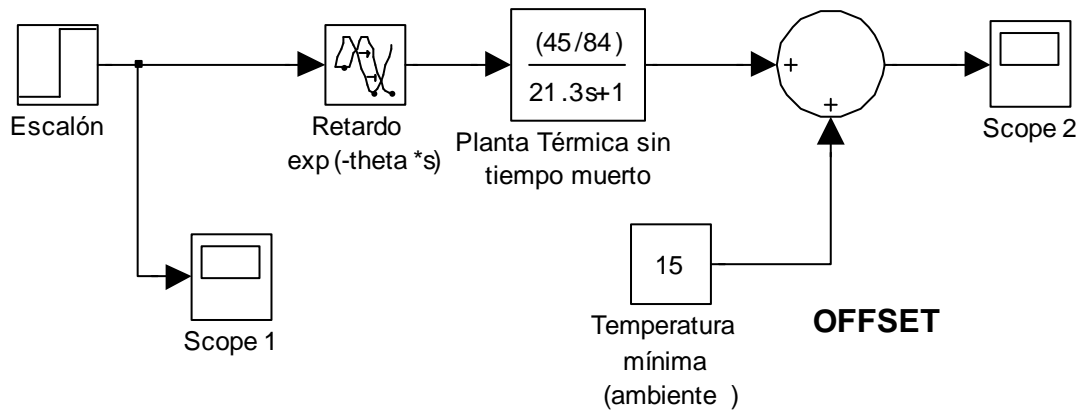


Figura 5.63. Función de transferencia de la planta de control de temperatura

Con el propósito de probar el funcionamiento de la planta, se aplica una entrada escalón de amplitud 84, que es la tensión máxima que entrega el amplificador de potencia.

PLANTA TÉRMICA



Obteniendo la siguiente respuesta:

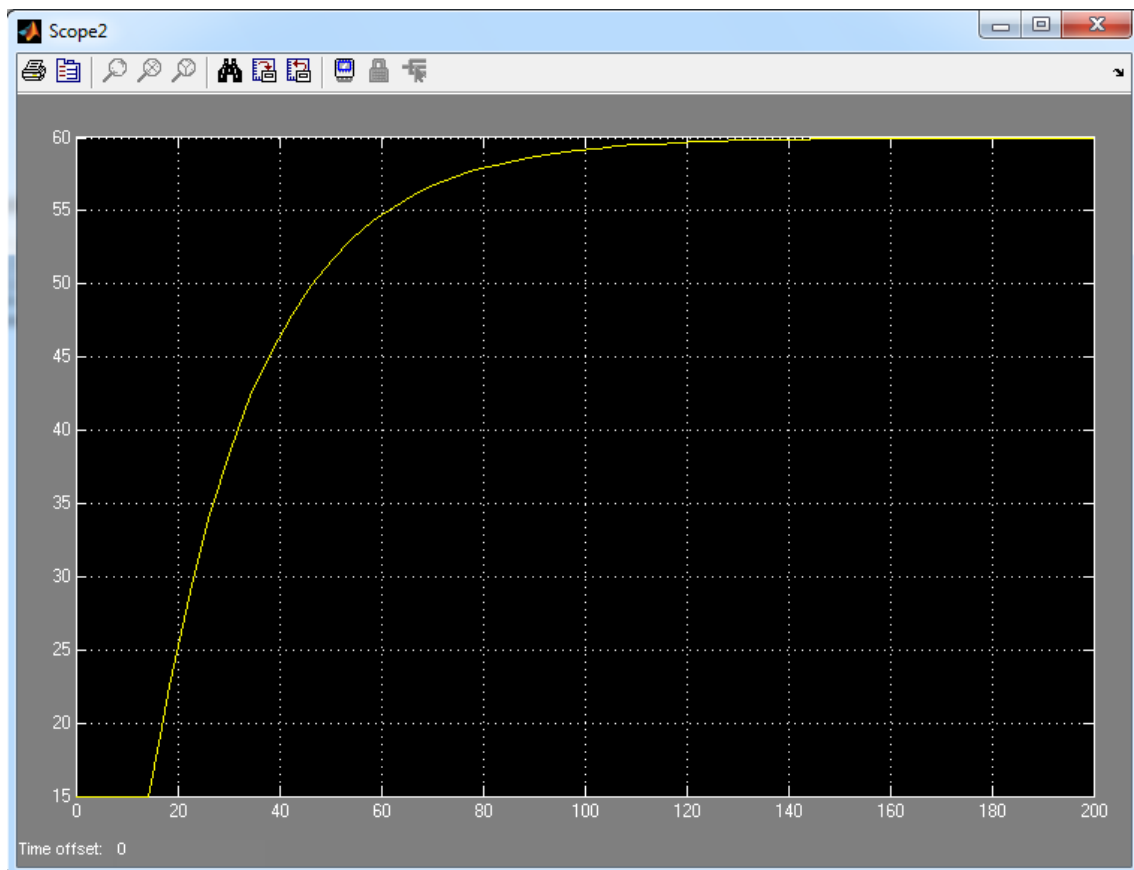


Figura 5.64. Respuesta al escalón de la planta sin compensar implementada en Simulink

Se aprecia que los parámetros utilizados para simular la planta de control de temperatura hacen que tenga un funcionamiento acorde al esperado.



Diseño del controlador PID

Como primer punto, es posible llegar a la conclusión que la acción derivativa no es necesaria para este sistema, dado que las características de respuesta en lazo abierto presentan intervalos de tiempo bastante prolongados con respecto a la planta de control de velocidad de motor. Por tanto se realizará el dimensionamiento de los parámetros proporcional e integral.

Para dimensionar los parámetros PI del controlador, se utiliza el método de Ziegler-Nichols basado en la respuesta al escalón de la planta. De la tabla 2.1.:

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} = 0.9 \frac{21.3}{14.7} \approx 1.3$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = \frac{14.7}{0.3} = 49$$

En el bloque *control PID* de Simulink deben especificarse las ganancias K_p , K_i y K_d , que de acuerdo al modelo utilizado en el presente proyecto, se calculan así:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p T_d s$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

Donde:

$$K_p = K_p$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

$$K_d = K_p T_d$$

Por tanto se tiene: $K_p=1.30$, $K_i=0.027$ y $K_d=0$.

Ahora bien, el bloque de control completo implementado en Simulink se presenta en la figura 5.65.

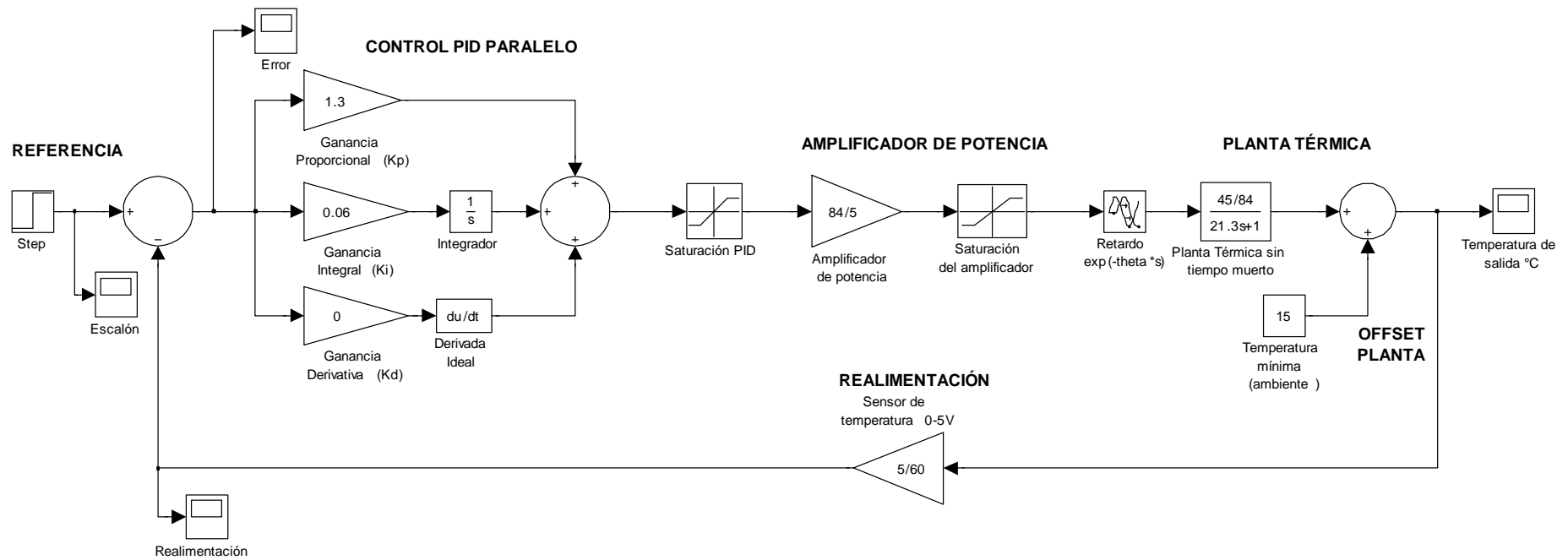


Figura 5.65. Esquema controlador PID de temperatura implementado en Simulink



Al aplicar una entrada escalón de amplitud 3V al sistema, se observa la siguiente respuesta:

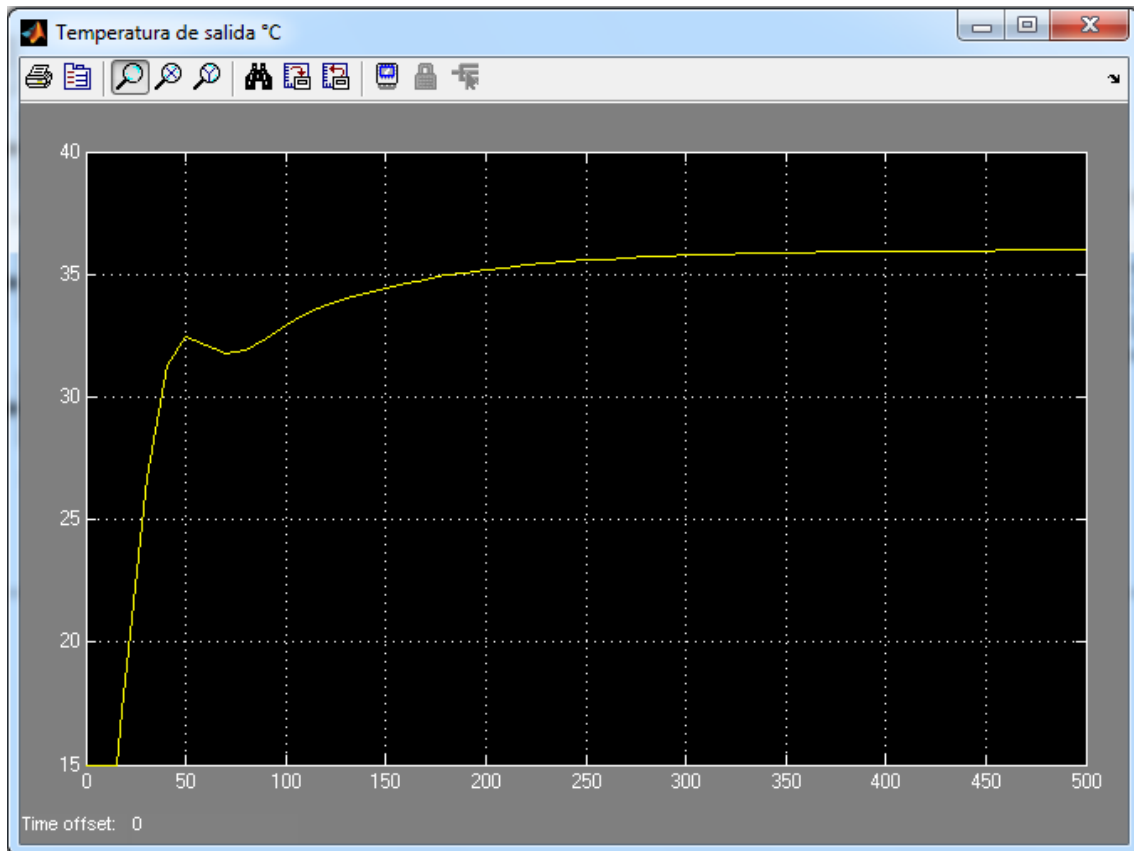


Figura 5.66. Temperatura dentro de la cámara(°C)

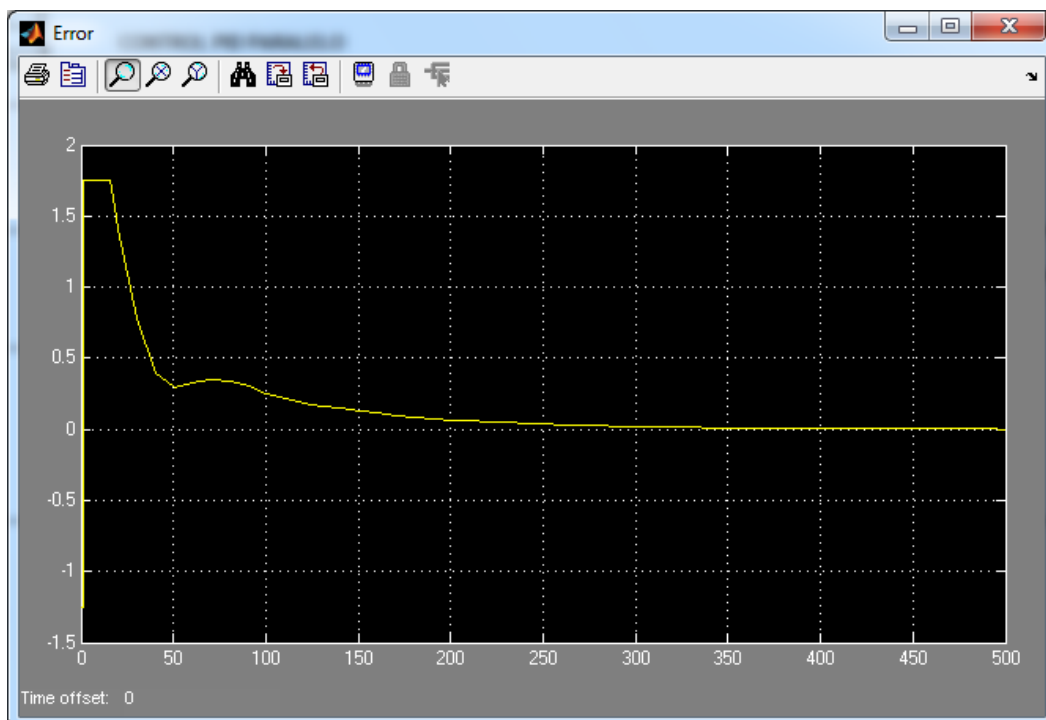


Figura 5.67. Error en estado estacionario



Características de la respuesta:

$t_s=209.74s$

$M_p=0\%$

Es visible que la respuesta no es óptima. Anteriormente se mencionó que el método de sintonización de Ziegler-Nichols sólo brinda un punto de partida para la calibración de los parámetros PID. Se debe entonces realizar una calibración manual fina.

Tomando como parámetros: $K_p=1.3$ y $K_i=0.06$ se obtiene lo siguiente:

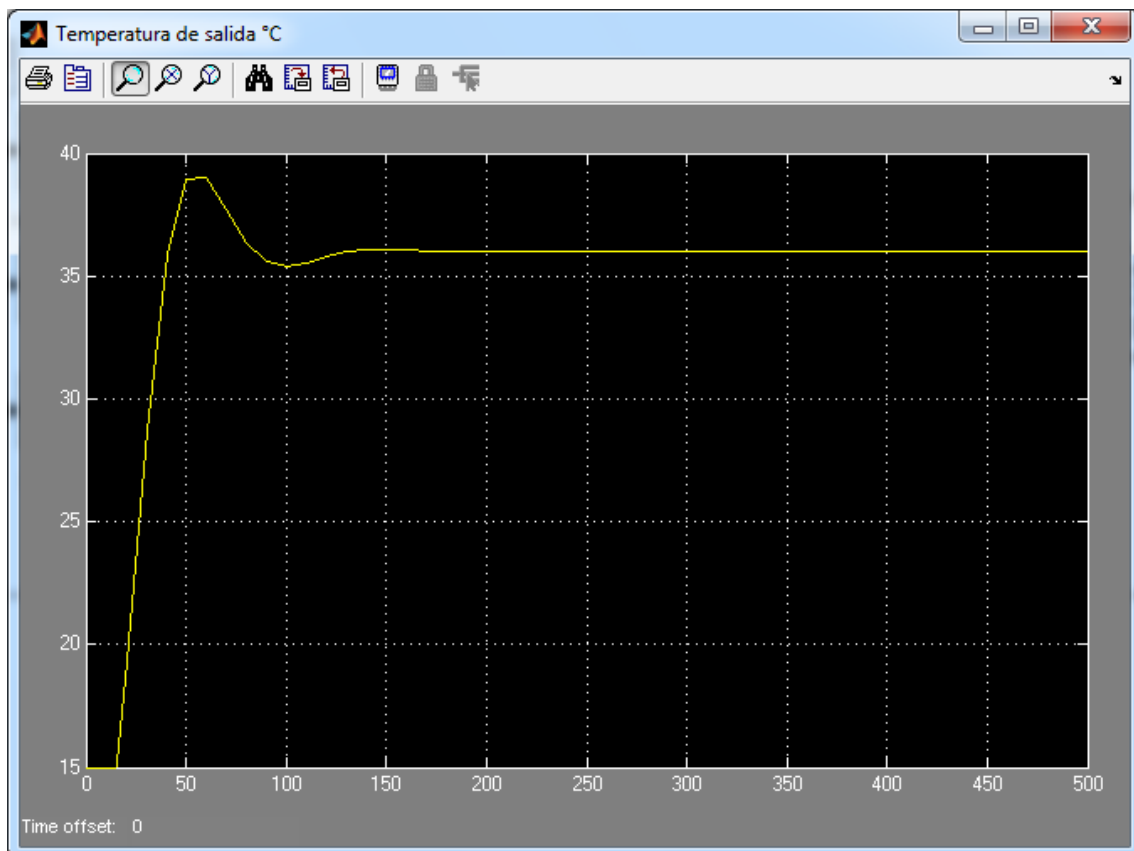


Figura 5.68. Temperatura dentro de la cámara (°C)

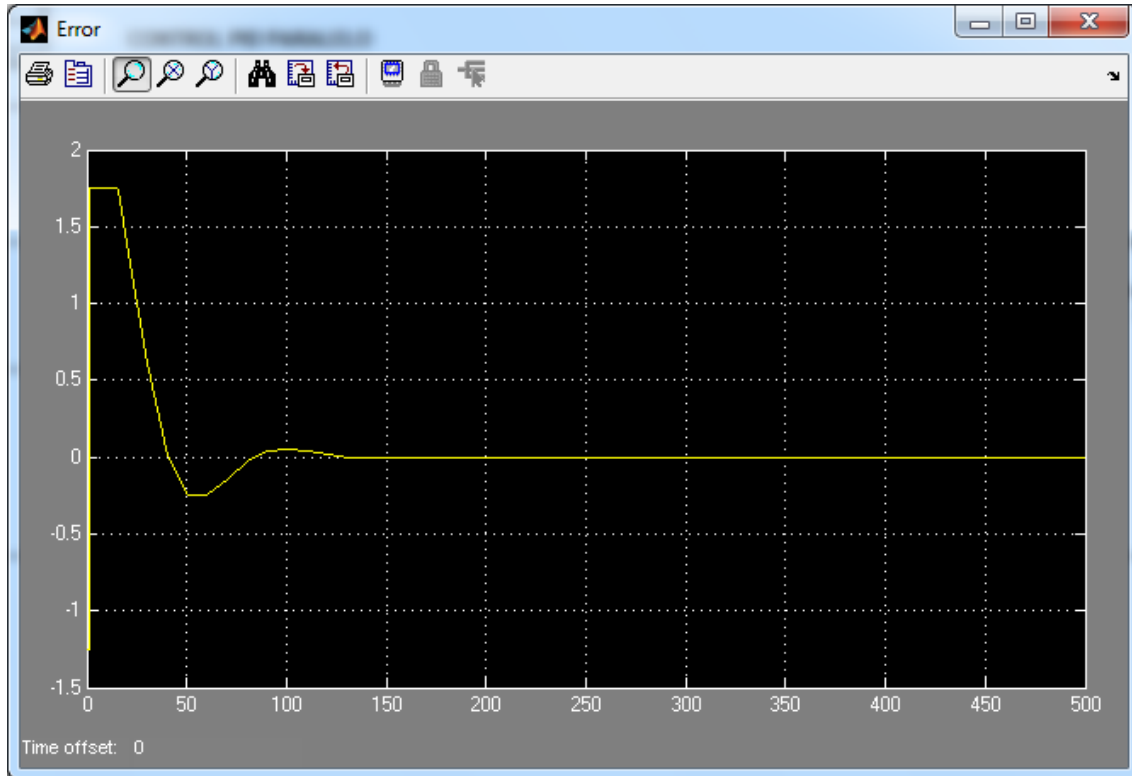


Figura 5.69. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

Error en estado estacionario, $e_{ss}=0.0000233$

$t_p=60.33s$

$t_s=77.72s$

$M_p=8.33\%$

Se observa que la respuesta alcanza las especificaciones de diseño al cambiar la ganancia integral K_i de 0.027 a 0.06 y manteniendo K_p constante, por tanto se tiene un funcionamiento adecuado del controlador PI paralelo y puede ser implementado físicamente.

BLOQUE DE CONTROL DE NIVEL PID

En la sección 5.1.2 se determinó que la función de transferencia de la planta de control de temperatura es:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{35}{84}\right)e^{-2.5s}}{13.2s+1}$$

Para analizar sus características en el dominio del tiempo, se introduce la función de transferencia normalizada en el área de trabajo de Matlab.



```
>> L=2.3;  
T=13.2;  
>> s=tf('s');  
P=exp(-L*s)/(1+T*s)
```

Transfer function:

$$\frac{1}{\exp(-2.3*s) * (13.2 s + 1)}$$

Función de transferencia planta de control de nivel en el área de trabajo de Matlab

A continuación se aplica un escalón unitario a la entrada de la planta, y se observa su respuesta para un intervalo de tiempo de 80 segundos.

```
>> step(P,80)
```

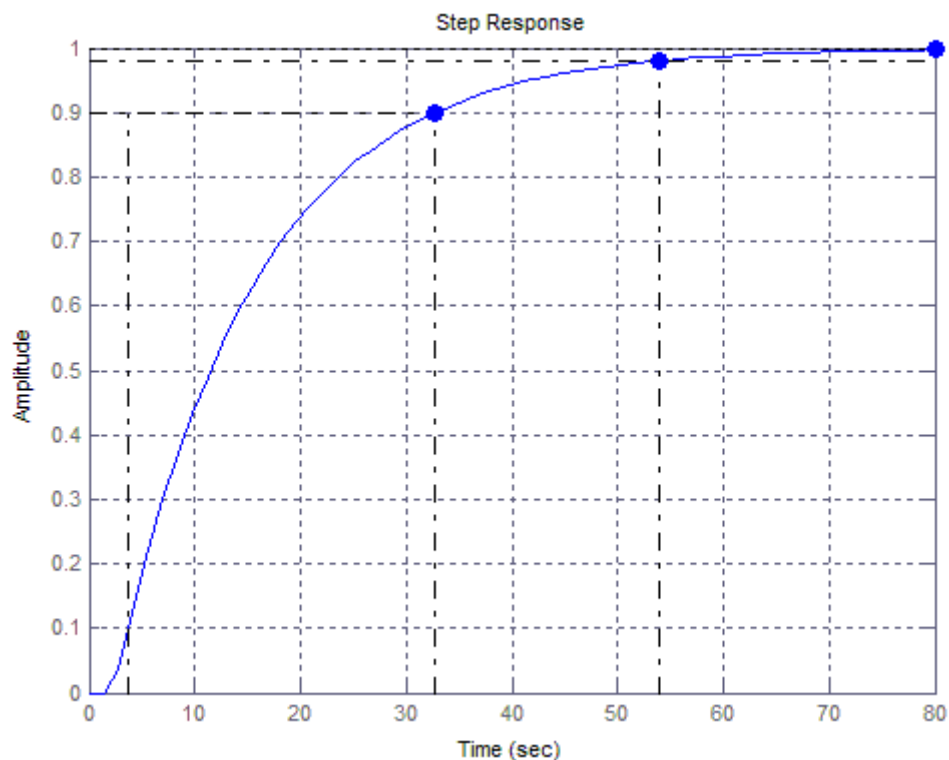


Figura 5.70. Respuesta al escalón unitario de la planta de control de nivel sin compensar

Características de la respuesta:

Tiempo de establecimiento, $t_s=54s$

Tiempo de subida, $t_r=29s$

Amplitud en estado estacionario=1

Especificaciones de diseño:

Se diseñará un controlador PID para que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:

Máximo sobresalto, $M_p < 25\%$
Tiempo de establecimiento, $t_s < 54s$

Implementación de la planta controlada en Simulink

Para la implementación de la planta controlada en Simulink, se sigue un procedimiento similar descrito en la sección anterior para la planta de control de temperatura, con la diferencia que no se coloca la etapa de offset.

El retardo de 2.5 segundos es especificado en el bloque *transport delay*.

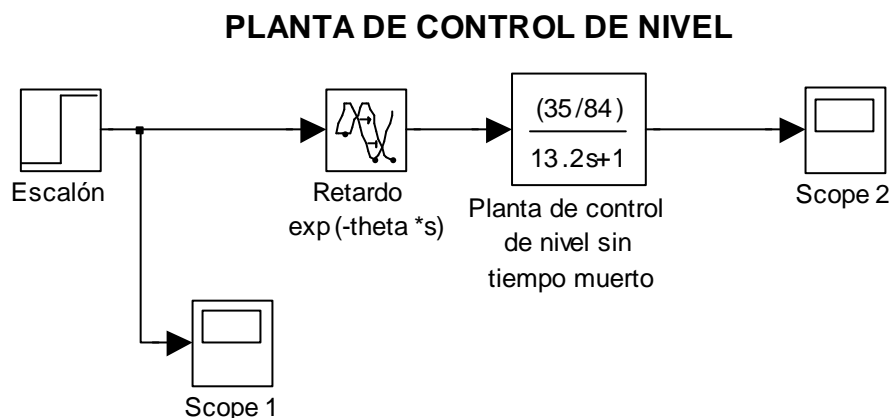


Figura 5.71. Función de transferencia de la planta de control de nivel

Con el propósito de comprobar su funcionamiento, se aplica una entrada escalón de amplitud 84, que es la tensión máxima que entrega el amplificador de potencia, obteniendo la siguiente respuesta:

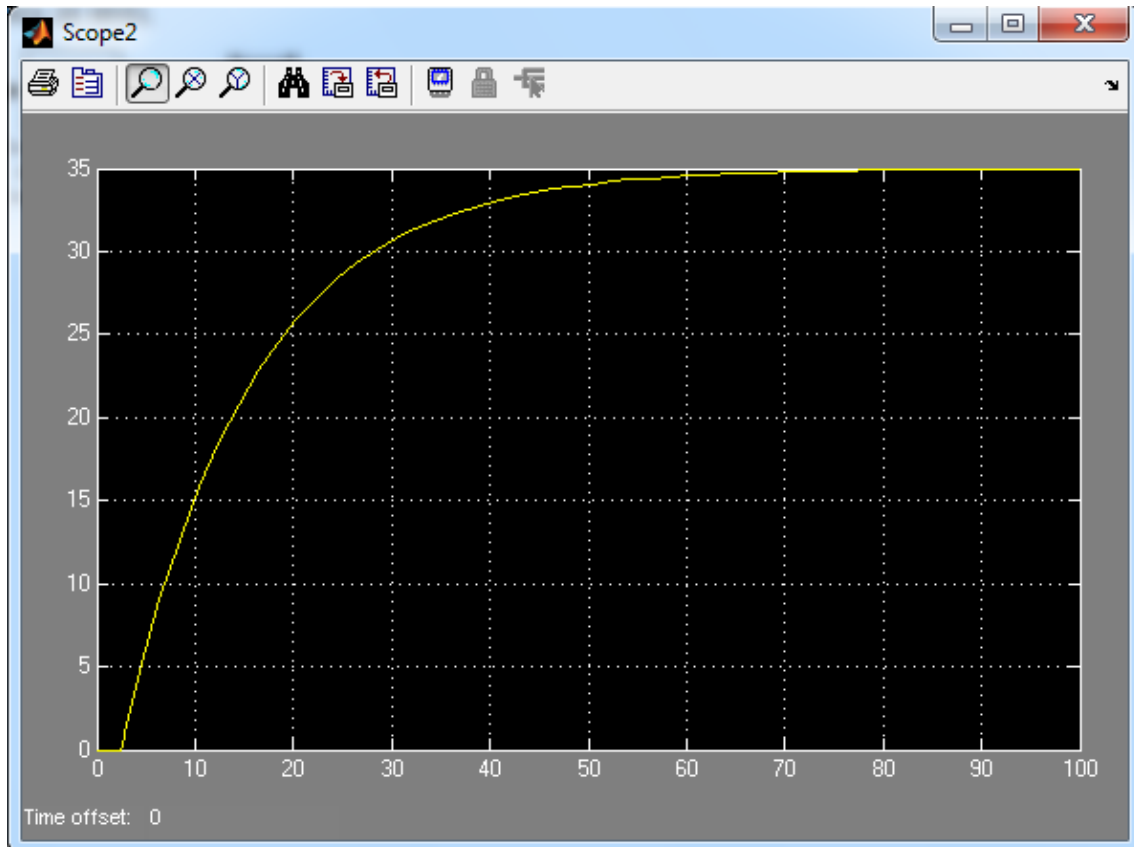


Figura 5.72. Respuesta de la planta de control de nivel en Simulink

La figura 5.72 muestra que es la respuesta que se esperaba. Los parámetros utilizados para modelar la planta son adecuados. A continuación se pasa a la etapa de diseño del controlador.

Diseño del controlador PID

Con respecto a la planta de control de velocidad de motor, los tiempos involucrados en la respuesta del sistema sin compensación de la presente planta son mayores, por tanto la acción derivativa puede no ser necesaria. Así que se realizará el diseño de un controlador PI.

Se utiliza el método de Ziegler-Nichols basado en la respuesta al escalón de la planta para dimensionar los parámetros del controlador. De la tabla 2.1.:

$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} = 0.9 \frac{13.2}{2.5} = 4.752$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} = \frac{2.5}{0.3} = 8.33s$$

En el bloque *control PID* de Simulink deben especificarse las ganancias K_p , K_i y K_d , que de acuerdo al modelo utilizado en el presente proyecto, se calculan así:



$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_p}{T_i s} + K_p T_d s$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s$$

Donde:

$$K_p = K_p$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}$$

$$K_d = K_p T_d$$

Por tanto se tiene: $K_p=4.752$, $K_i=0.57$ y $K_d=0$.

Ahora bien, el bloque de control completo implementado en Simulink se muestra en la figura 5.73.

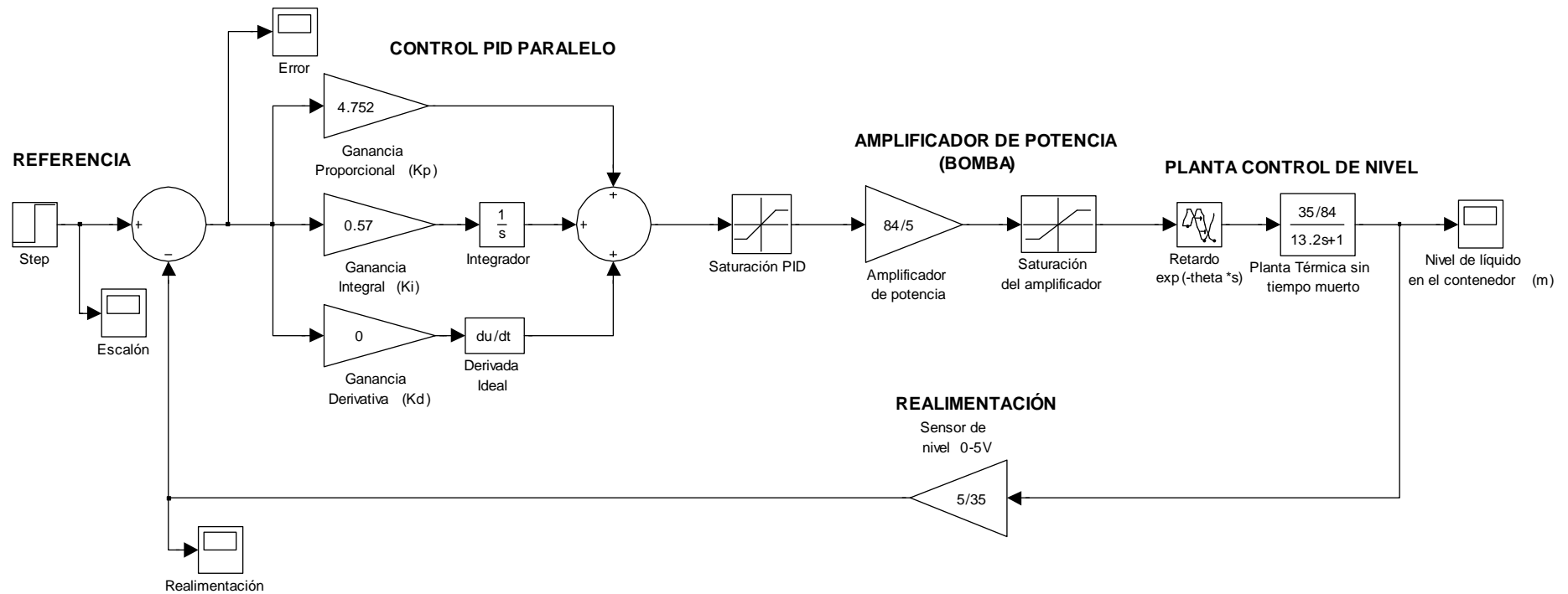


Figura 5.73. Sistema de control de nivel PID implementado en Simulink

Se aplica una entrada escalón de amplitud 3V al sistema. La respuesta se observa en la figura 5.74.

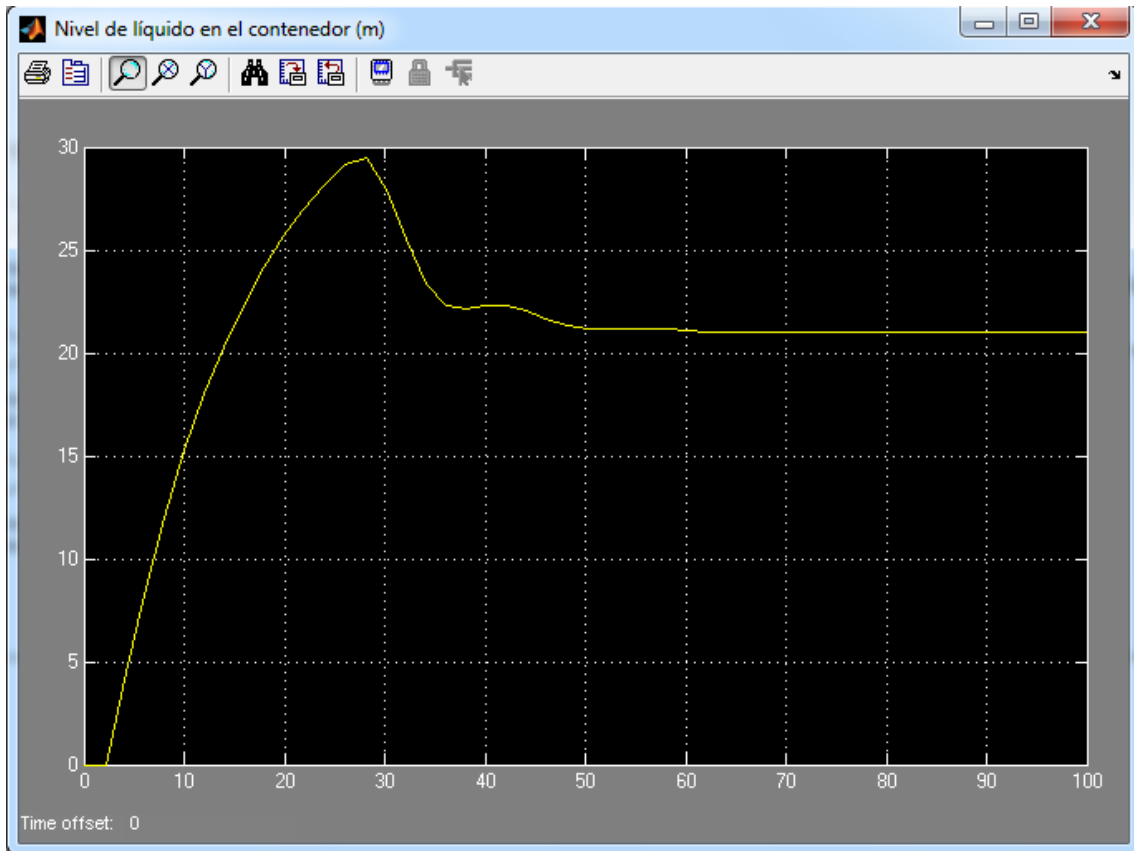


Figura 5.74. Nivel de líquido en el contenedor (cm)

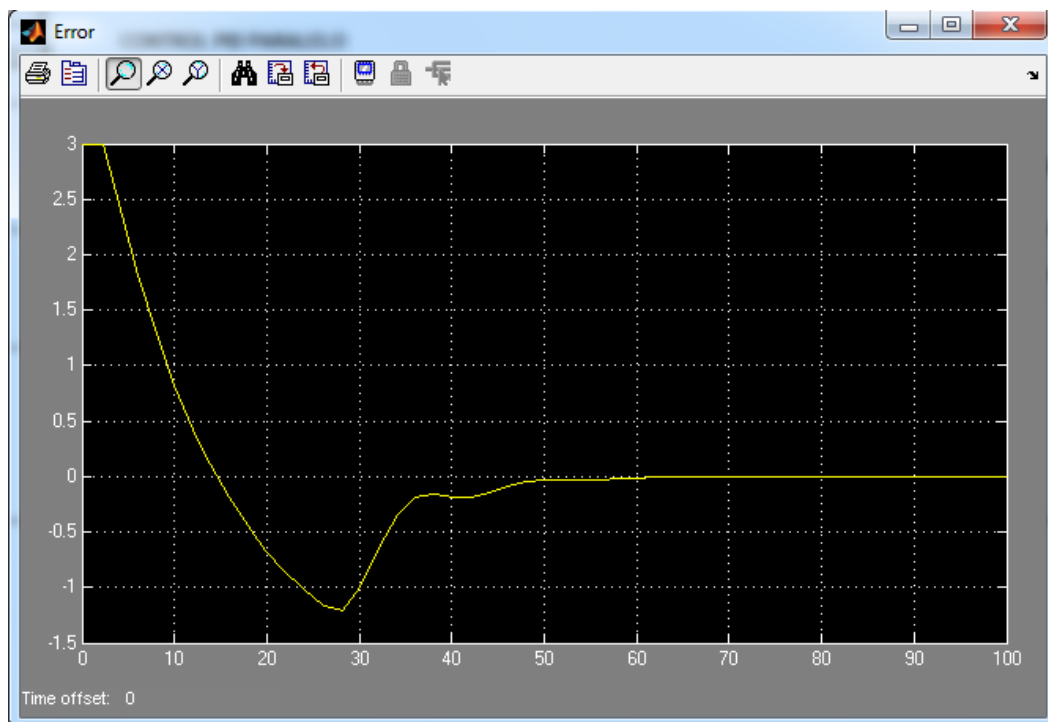


Figura 5.75. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

$$t_s=47.55s$$

$$M_p=40\%$$

La respuesta del sistema no cumple con el máximo sobresalto preestablecido, no así el tiempo de establecimiento, que está dentro de lo especificado. Nuevamente se requiere una sintonización manual fina, teniendo como referencia los valores encontrados con el método de Ziegler-Nichols.

Modificando los valores de los parámetros a: $K_p=4$ y $K_i=0.13$ se obtiene la respuesta mostrada en la figura 5.76.

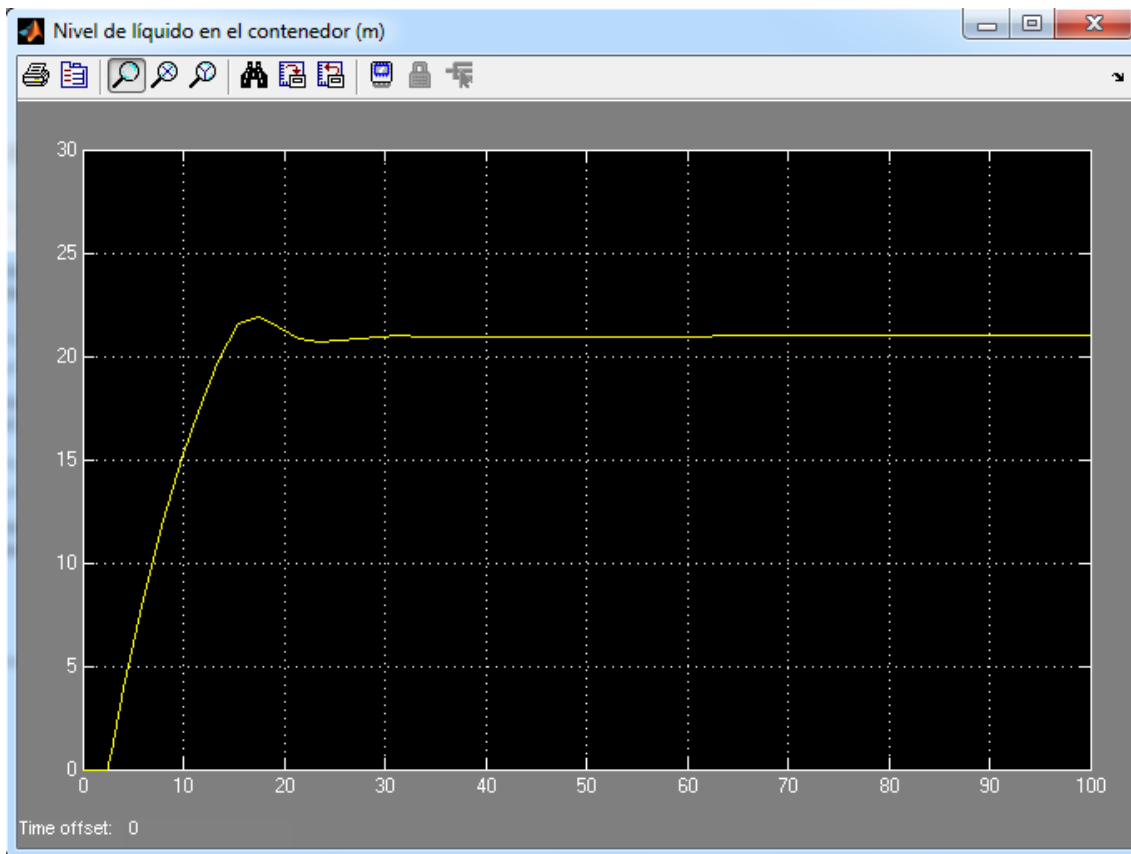


Figura 5.76. Nivel de líquido en el contenedor (cm)

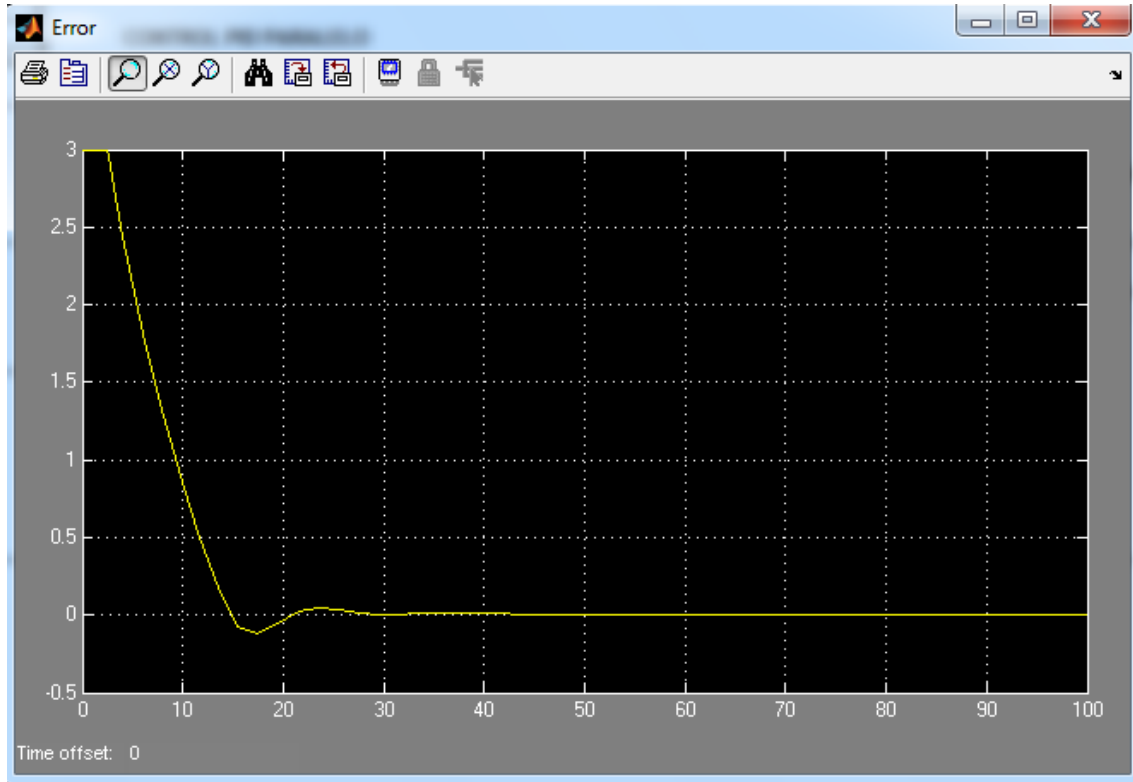


Figura 5.77. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

Error en estado estacionario, $e_{ss}=0.00612$

$t_p=17.48s$

$t_s=19.31s$

$M_p=4.14\%$

La respuesta alcanza las especificaciones de diseño al cambiar la ganancia proporcional K_p de 4.752 a 4 y la integral K_i de 0.57 a 0.13. El sistema de control funciona correctamente y, por tanto, puede ser implementado físicamente.

5.2.5.3.2. IMPLMETACIÓN DEL CONTROLADOR PID PARALELO DIGITAL

El controlador digital diseñado en el presente proyecto tiene la siguiente estructura:

$$u(t_k) = K_p e(t_k) + K_i \sum_{k=1}^n e(t_k) \Delta t + K_d \frac{e(t_k) - e(t_{k-1})}{\Delta t}$$

o equivalentemente, en el dominio de la trasformada z:

$$U(z) = \left(K_p + \frac{K_i}{1-z^{-1}} + K_d (1-z^{-1}) \right) E(z)$$

Esta estructura será utilizada para implementar el controlador digital en Simulink. Dado que las acciones se llevan a cabo dentro del controlador cada intervalo de muestreo Δt ó T_s , se ha decidido utilizar un bloque de subsistema, como se muestra:

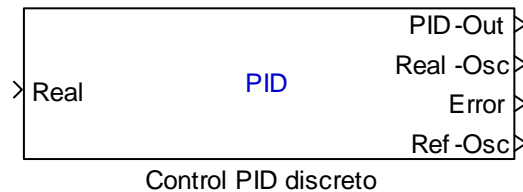


Figura 5.78. Bloque Control PID discreto

Internamente está formado por los bloques: restador, ganancia, integrador de tiempo discreto, diferenciador de tiempo discreto, retenedor de orden cero y un sumador (Fig. 5.79).

Controlador PID Discreto

Danny Ochoa Correa
Universidad de Cuenca
Ingeniería Eléctrica

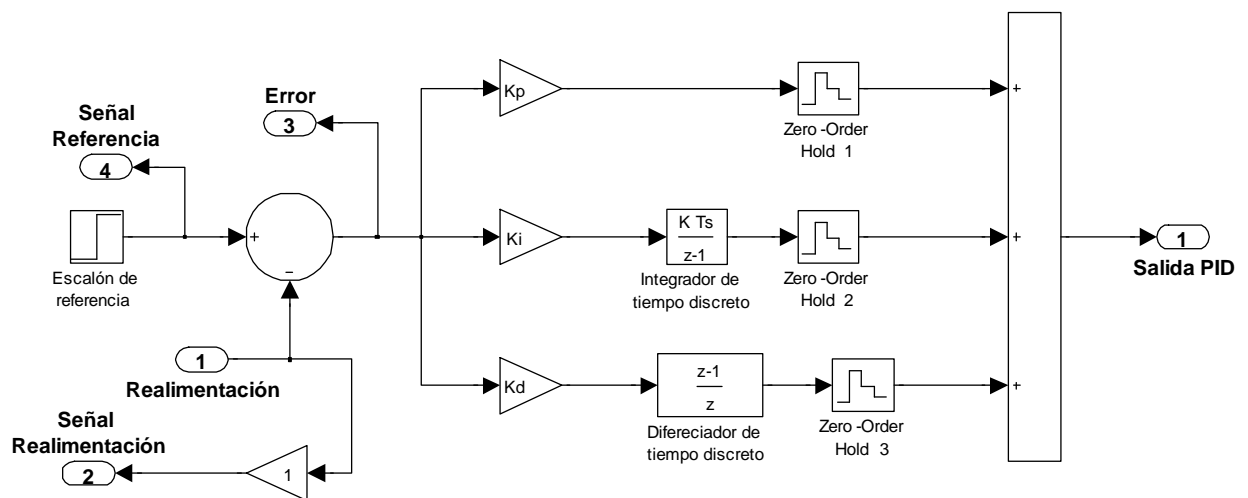


Figura 5.79. Configuración interna del bloque Control PID discreto

Se ha colocado 1 entrada y 4 salidas, cuyas funciones se detallan en la siguiente tabla:

ENTRADA	FUNCIÓN
1	Señal de realimentación (0-5V)
SALIDA	FUNCIÓN
1	Salida de control PID
2	Señal de realimentación discretizada (0-5V)
3	Error en estado estacionario(0-5V)
4	Señal de referencia aplicada (0-5V)

Tabla 5.3. Funciones de los terminales del controlador PID discreto

Los parámetros del controlador pueden ser modificados, ingresando los valores en la ventana que aparece al hacer doble clic sobre el bloque *Control PID discreto* (Fig.5-80).

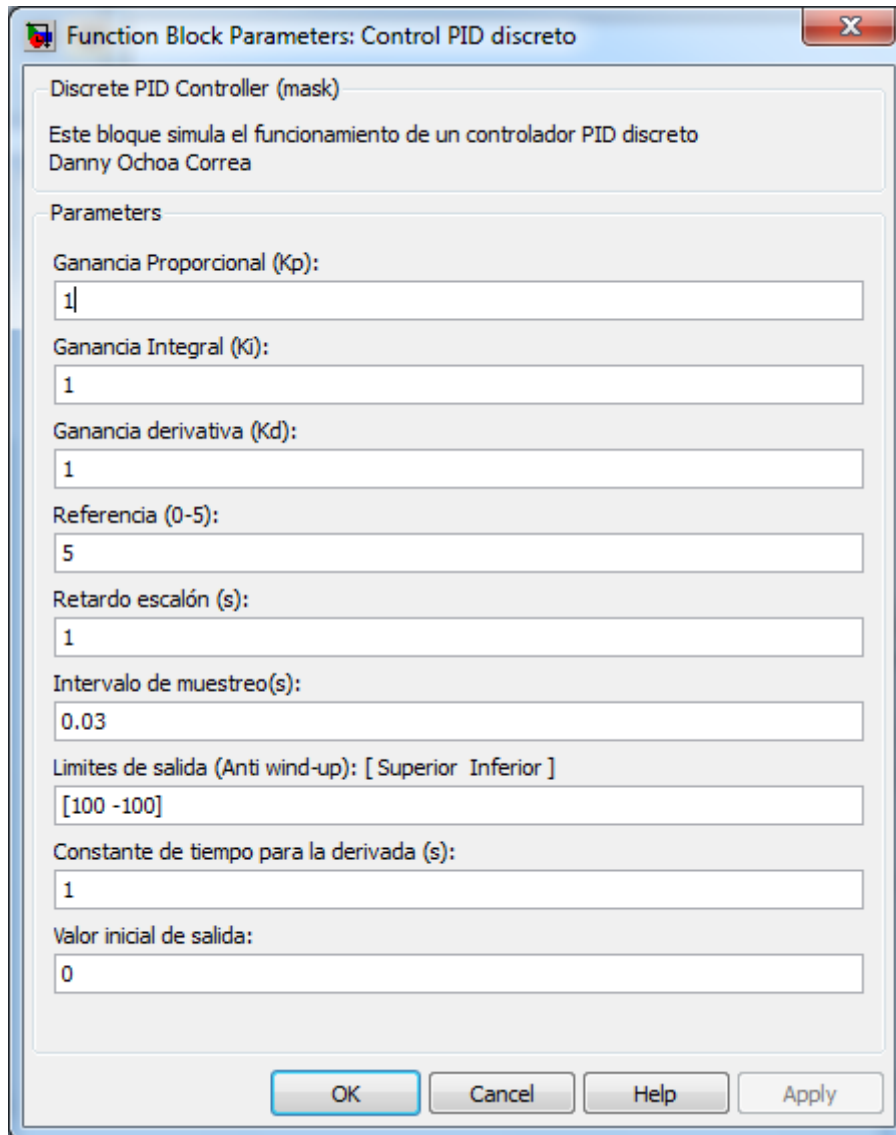


Figura 5.80. Ventana para ajuste de parámetros de control PID digital

5.2.5.3.2.1. SELECCIÓN DE LOS PARÁMETROS PID

Dado que el funcionamiento del controlador digital es similar al analógico, con la diferencia que la acción de control se efectúa cada instante de tiempo Δt , se utilizan los parámetros obtenidos en el diseño con el controlador analógico, teniendo particular cuidado al seleccionar un intervalo de muestreo adecuado con la naturaleza de cada planta.

5.2.5.3.2.2. SELECCIÓN DEL INTERVALO DE MUESTREO



Existen varias reglas empíricas para la selección del intervalo de muestreo, las mismas que han sido establecidas por medio de prácticas experimentales y resultados de simulación. A continuación se presentan dos de las más populares [34]:

- Si la planta tiene una constante de tiempo dominante T_p , el intervalo de muestreo Δt para el sistema en lazo cerrado podría seleccionarse de tal manera que $\Delta t < T_p / 10$.
- Si se utiliza el modelo de planta de Ziegler y Nichols, se recomienda que el intervalo de muestreo sea inferior al menos en un cuarto del tiempo de retardo de la planta $\Delta t < L / 4$.

BLOQUE DE CONTROL PID DE VELOCIDAD DE MOTOR DE CORRIENTE CONTINUA

DISEÑO DEL CONTROLADOR PID DIGITAL

Especificaciones de diseño:

El controlador PID digital debe ser diseñado de tal forma que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:

Máximo sobresalto, $M_p < 5\%$
Tiempo de establecimiento, $t_s < 2s$

En la sección 5.2.5.3.1 se encontraron los valores óptimos de los parámetros PID para el controlador analógico, que corresponden a:

$$K_p = 1.9815$$

$$K_i = 4.6081$$

$$K_d = 0.1521$$

La respuesta de la planta sin compensar tiene un tiempo de subida $t_r = 1.8s$, por tanto, se considera que es la constante de tiempo de la planta T_p para seleccionar el intervalo de muestreo. Dado que: $\Delta t < T_p / 10$, el intervalo de muestreo que se ingresará en el bloque de control PID discreto, junto con los parámetros PID mostrados arriba, es 180ms.

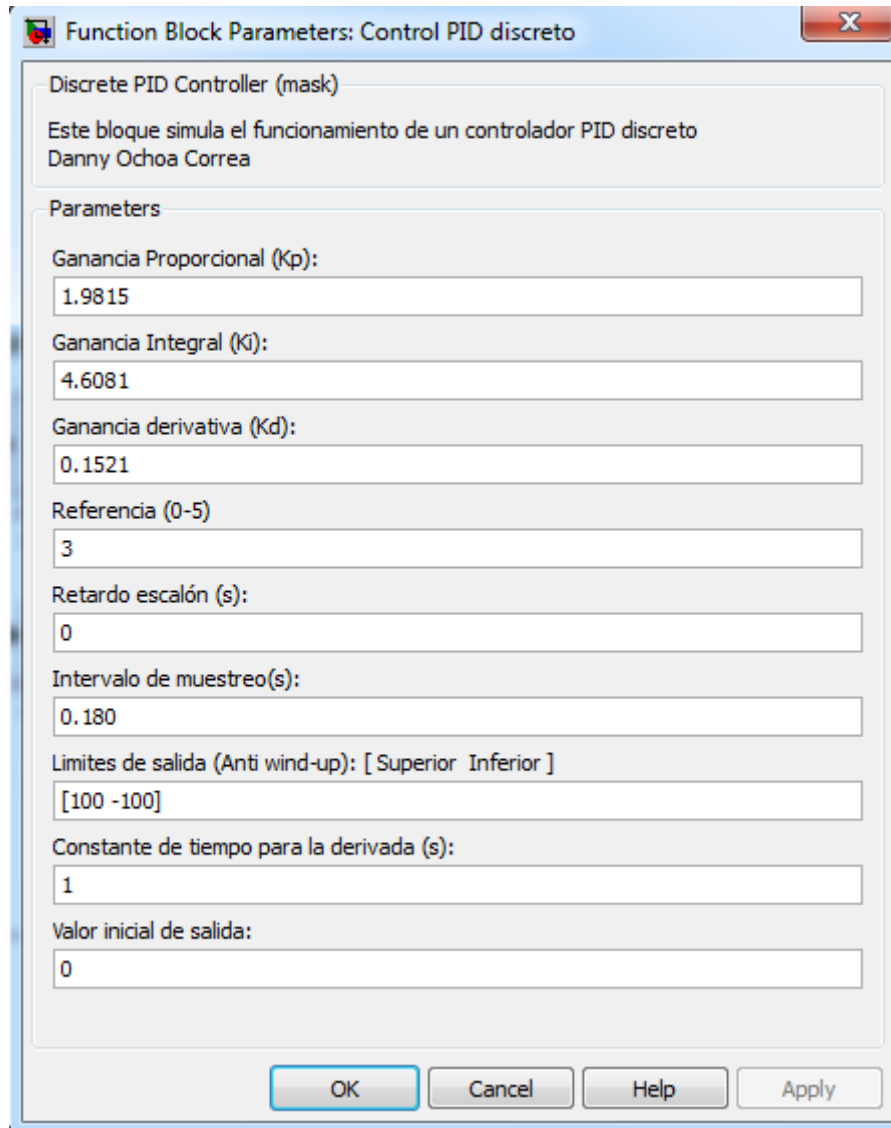


Figura 5.81. Ingreso de parámetros al controlador PID digital

Implementación del bloque controlador en Simulink

La figura 5.82 muestra la implementación del sistema de control PID digital en Simulink.

A la salida del bloque *control PID discreto*, se ha colocado un bloque de saturación con límites inferior y superior de 0 y 5V respectivamente, dado que es el rango de tensión máxima que ofrece el convertidor digital analógico.

Los demás componentes son similares a los que utiliza el controlador analógico, dado que el bloque *control PID discreto* maneja señales analógicas en la entrada y salida, aunque internamente estas señales son discretizadas y tratadas de manera digital.

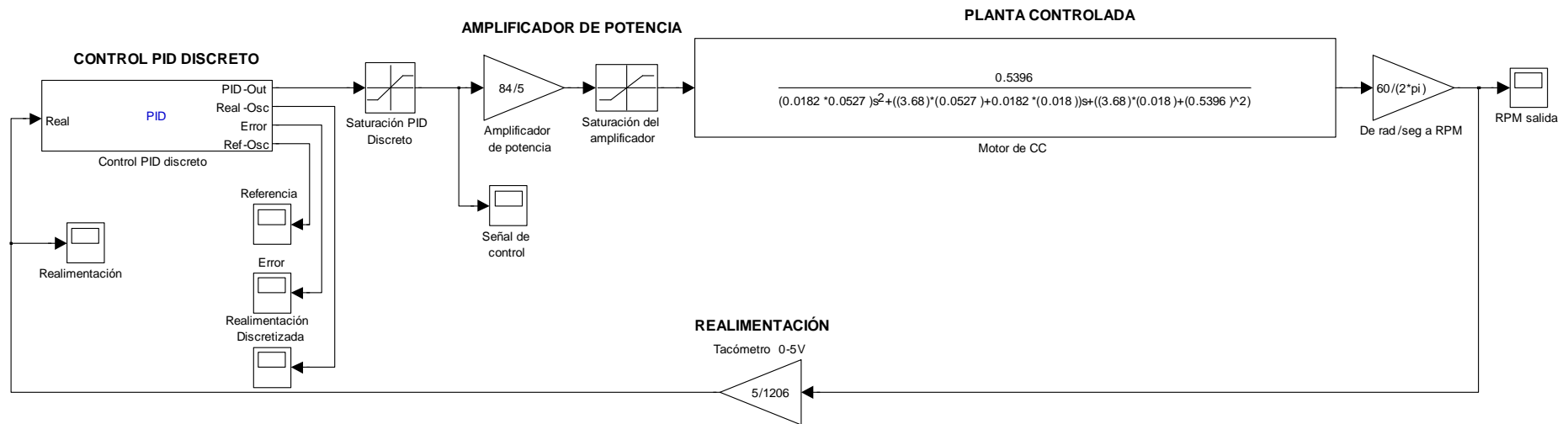


Figura 5.82. Esquema controlador PID digital de velocidad de motor de CC implementado en Simulink



Se aplica una entrada de referencia escalón de 3V de amplitud, obteniéndose los siguientes resultados para las diferentes etapas del sistema de control:

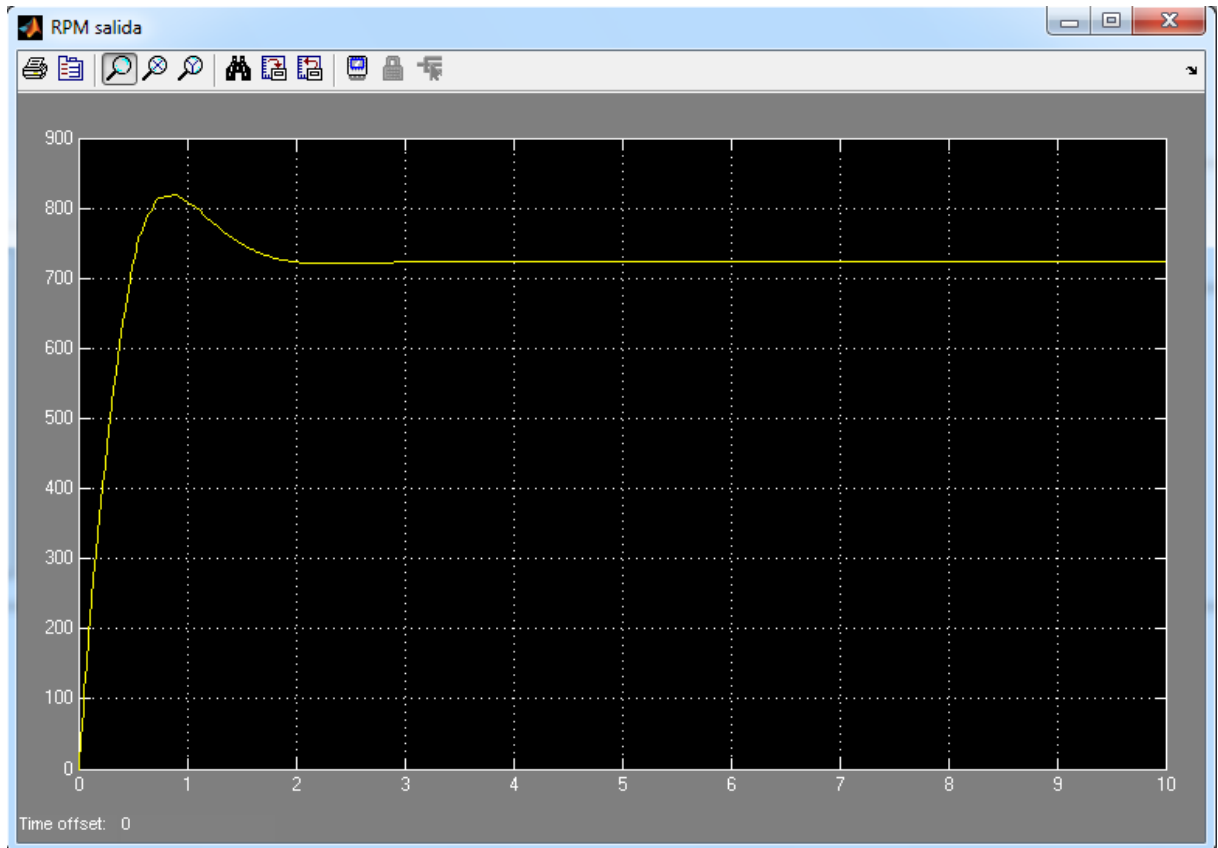


Figura 5.83. Velocidad de salida motor CC

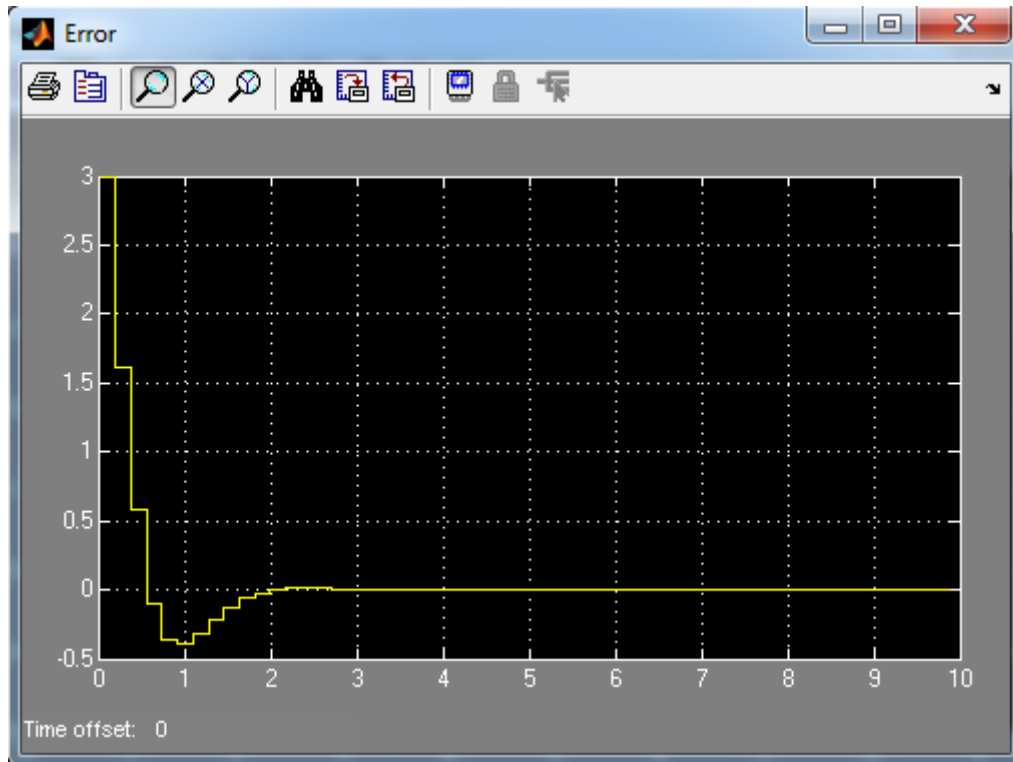


Figura 5.84. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

Error en estado estacionario, $e_{ss}=0.0000526$

$t_s=1.63s$

$t_p=0.9s$

$M_p=13.2\%$

La respuesta del sistema no cumple con el máximo sobresalto especificado, por tanto, se reduce el tiempo de muestreo a 30ms y se repite la simulación.

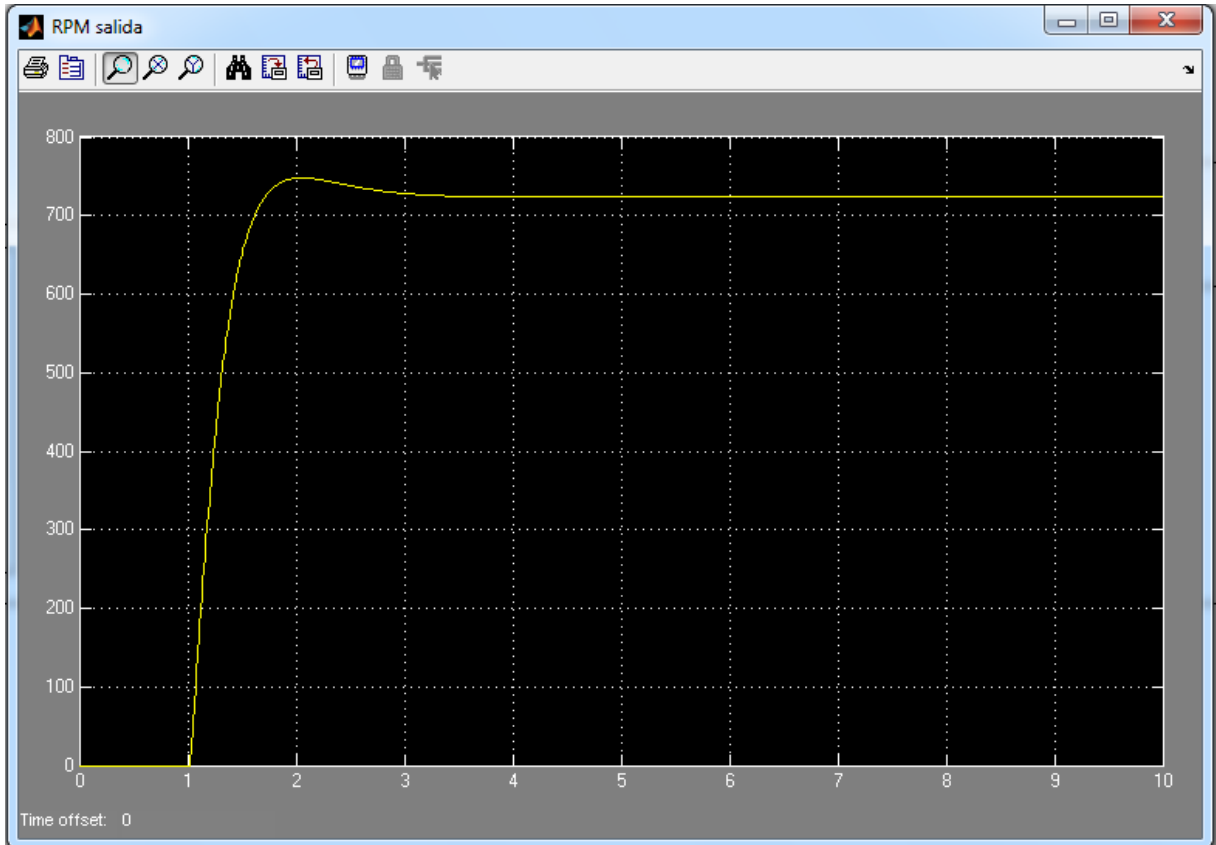


Figura 5.85. Velocidad de salida motor CC

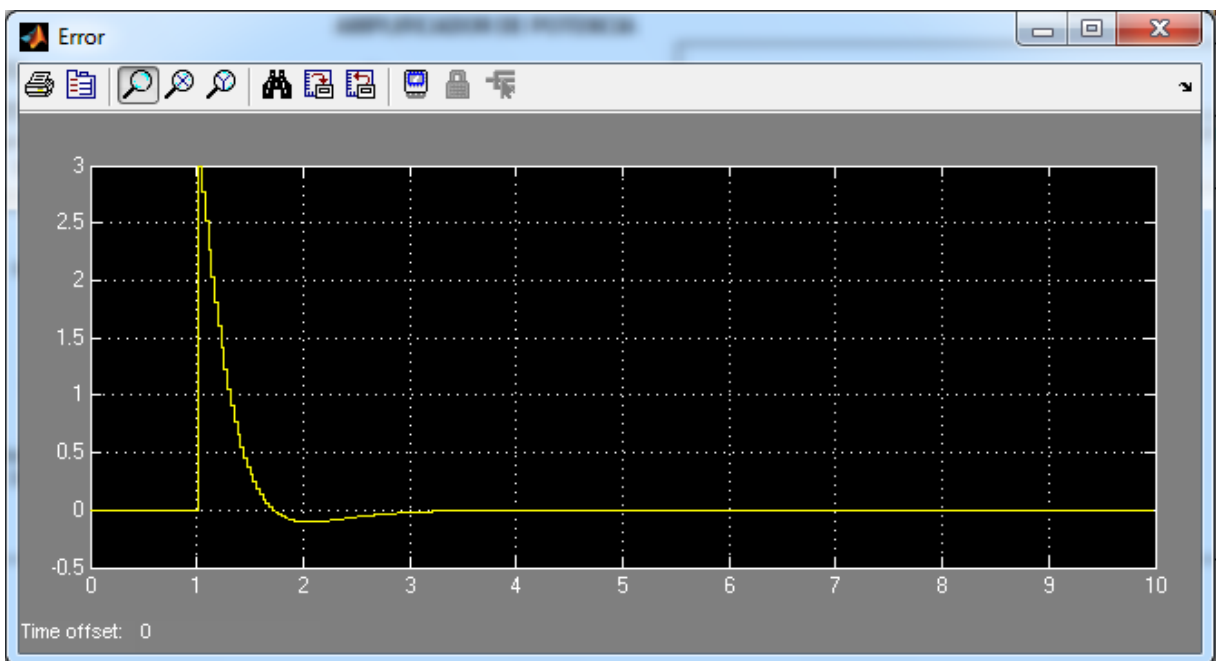


Figura 5.86. Error en estado estacionario



Características de la respuesta:

Error en estado estacionario, $e_{ss}=0.0000279$

$t_s=1.5s$

$t_p=1.05s$

$M_p=3.33\%$

Se han cumplido las especificaciones de diseño, y el funcionamiento del bloque controlador digital es correcto, por tanto el sistema puede ser implementado físicamente.

BLOQUE DE CONTROL PID DIGITAL DE TEMPERATURA

Se determinó en el capítulo 5 que la función de transferencia de la planta de control de temperatura es:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{45}{84}\right) e^{-14.7s}}{21.3s + 1}$$

Especificaciones de diseño:

Se diseñará un controlador PID para que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:

Máximo sobresalto, $M_p < 25\%$
Tiempo de establecimiento, $t_s < 98s$

Dado que el tiempo de retardo de la planta es $L=14.7s$, el intervalo de muestreo debe ser inferior a $L/4$ es decir $3.675s$. Por tanto se utilizará un $\Delta t = 3.675s$.

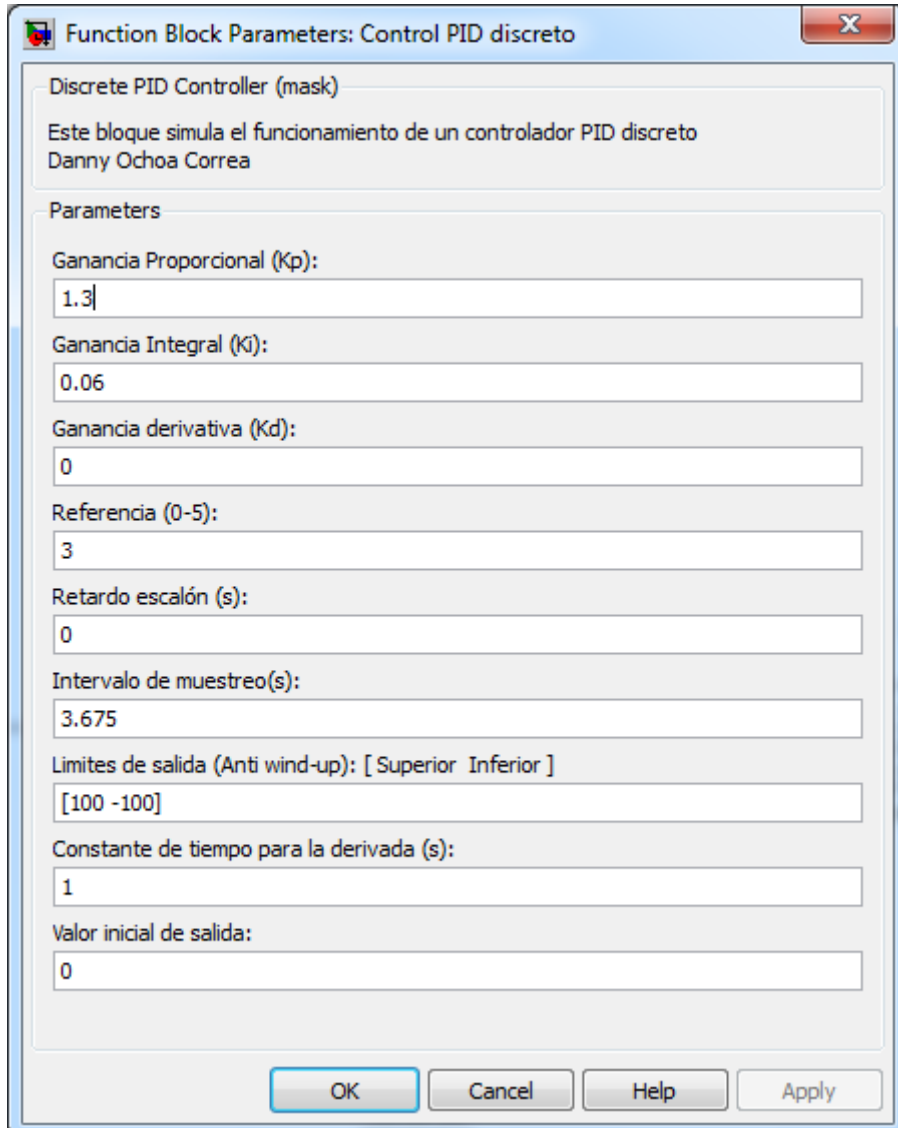
Para el controlador analógico se encontraron los siguientes parámetros:

$K_p=1.30$, $K_i=0.06$ y $K_d=0$

Los mismos que serán utilizados para el controlador digital.

Implementación de control PID digital en Simulink

El esquema implementado se muestra en la figura 5.88.



Function Block Parameters: Control PID discreto

Discrete PID Controller (mask)

Este bloque simula el funcionamiento de un controlador PID discreto
Danny Ochoa Correa

Parameters

Ganancia Proporcional (K_p):
1.3

Ganancia Integral (K_i):
0.06

Ganancia derivativa (K_d):
0

Referencia (0-5):
3

Retardo escalón (s):
0

Intervalo de muestreo(s):
3.675

Limites de salida (Anti wind-up): [Superior Inferior]
[100 -100]

Constante de tiempo para la derivada (s):
1

Valor inicial de salida:
0

OK Cancel Help Apply

Figura 5.87. Parámetros utilizados para el control PID digital

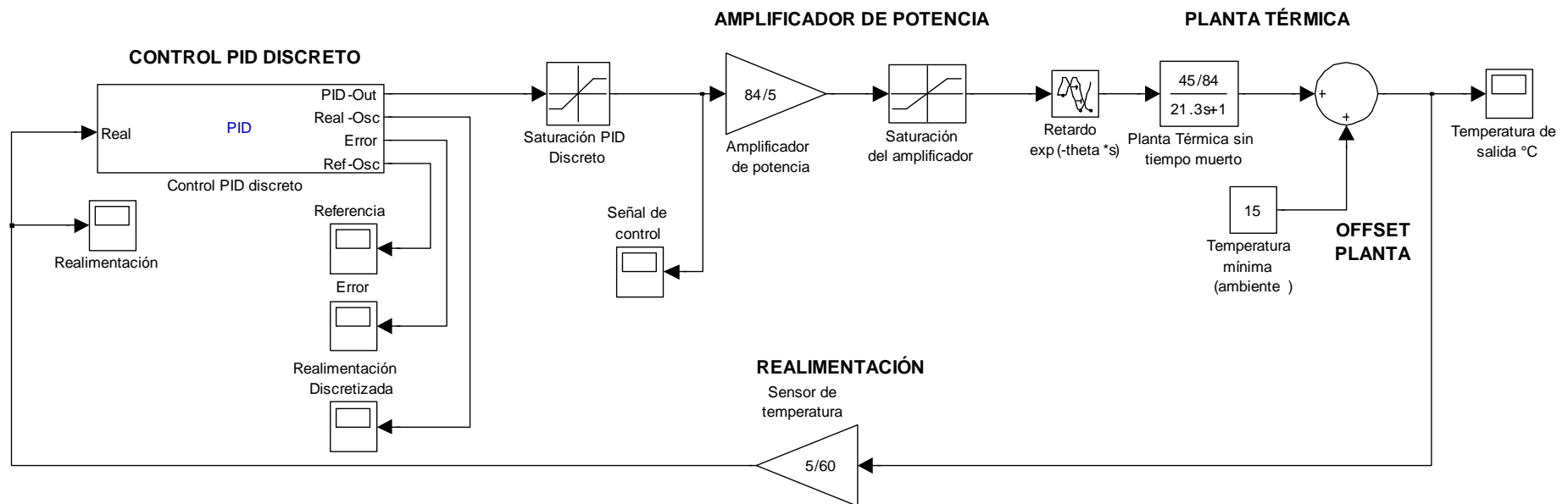


Figura 5.88. Esquema controlador PID digital de temperatura implementado en Simulink

Al aplicar una entrada escalón de amplitud 3V al sistema, se observa la siguiente respuesta:

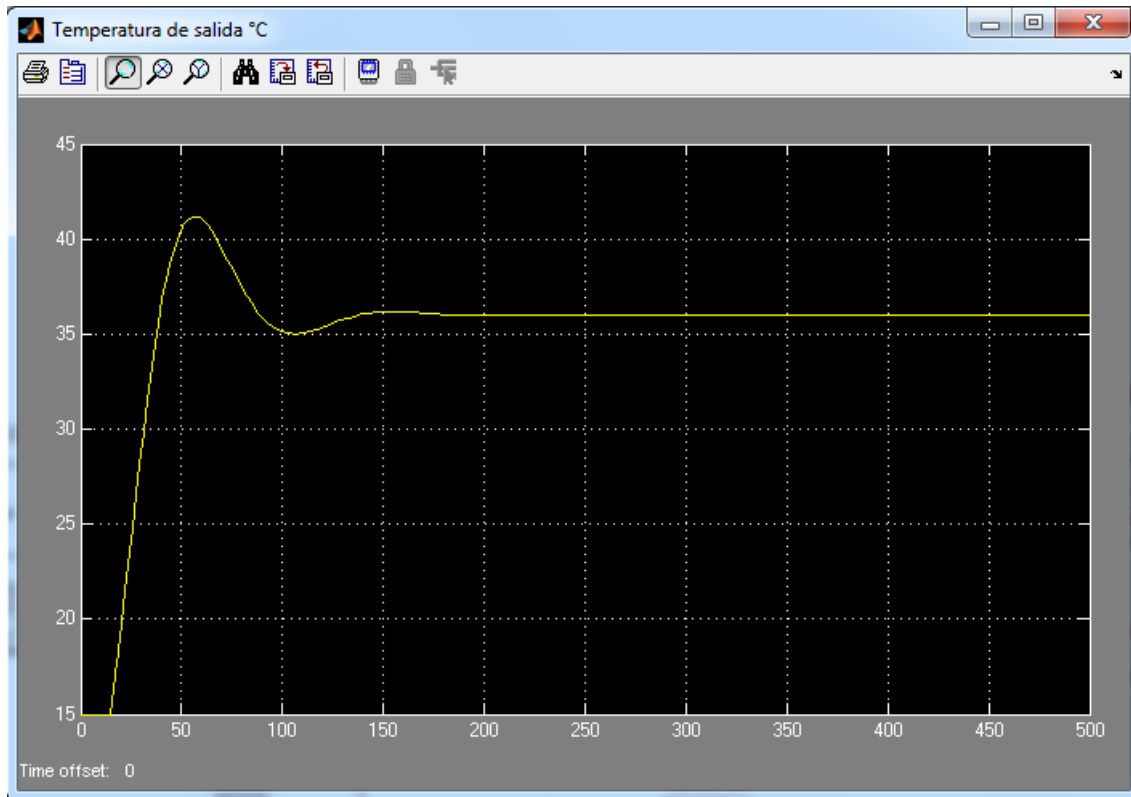


Figura 5.89. Temperatura dentro de la cámara(°C)

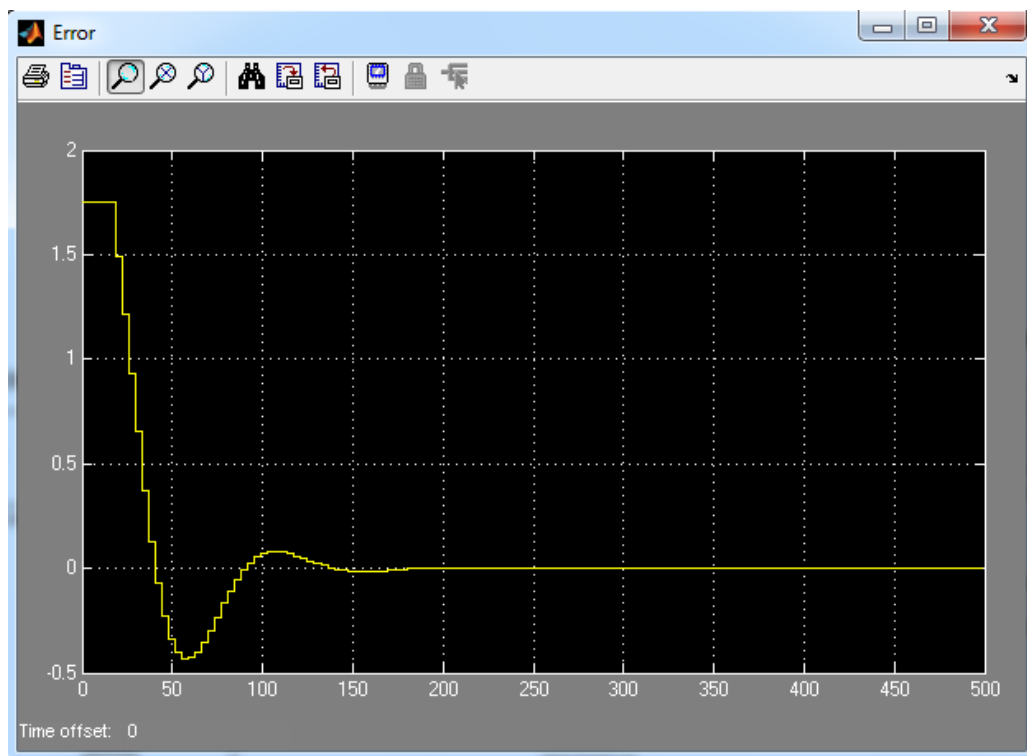


Figura 5.90. Error en estado estacionario



Características de la respuesta:

$$t_s=117.5s$$

$$M_p=12.6\%$$

El máximo sobrealto esta dentro de las especificaciones, no así el tiempo de establecimiento, por tanto, se reducirá el intervalo de muestreo a 1seg.

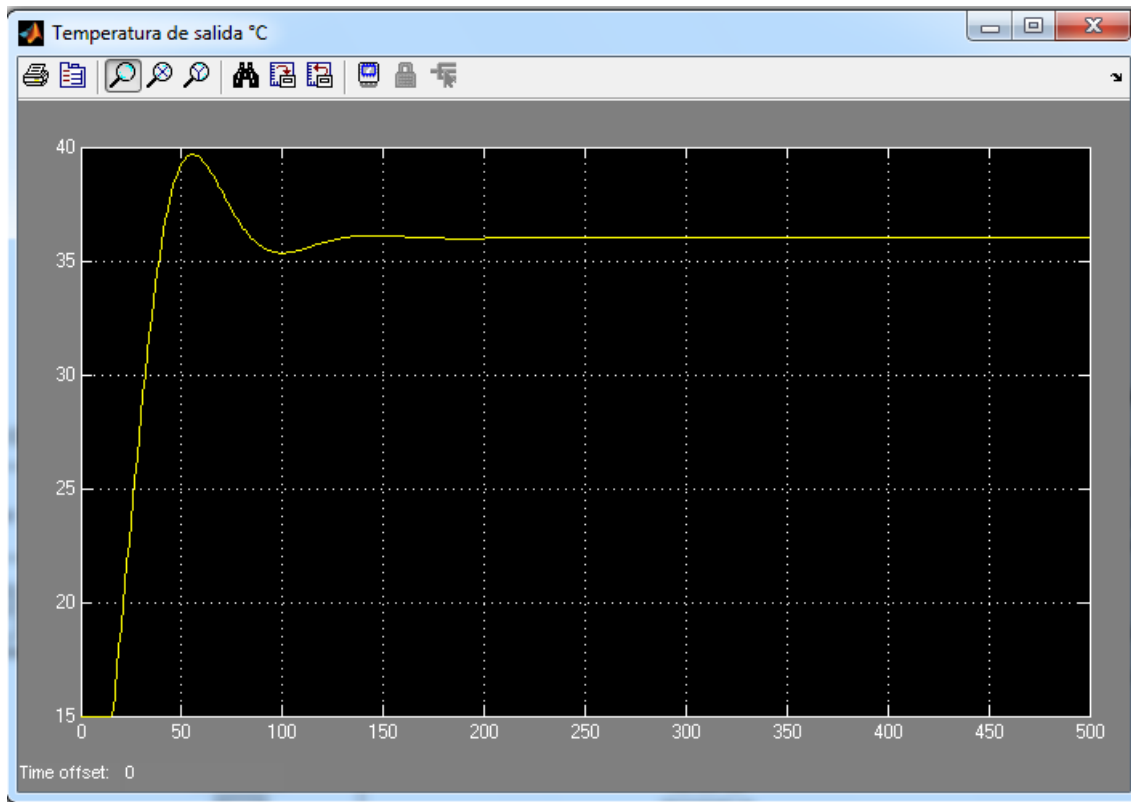


Figura 5.91. Temperatura dentro de la cámara(°C)

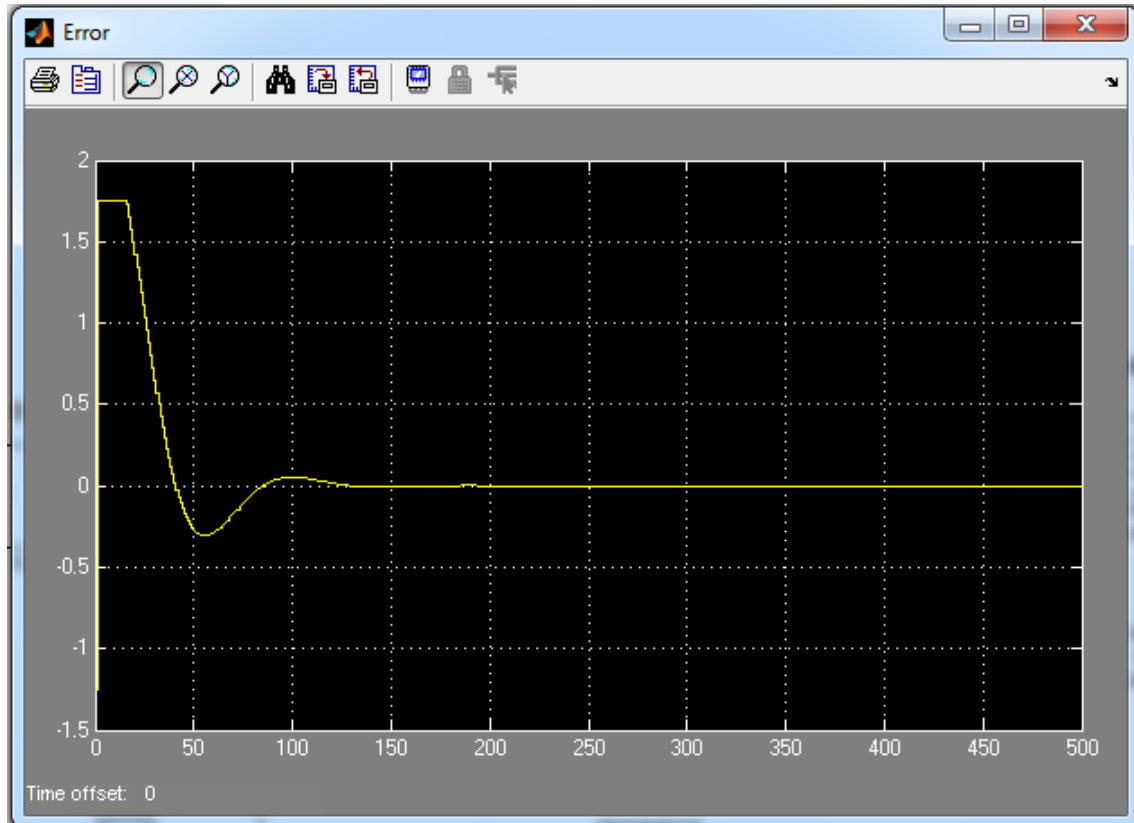


Figura 5.92. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

$$t_s = 77.6s$$

$$M_p = 10.9\%$$

Se observa que la respuesta alcanza las especificaciones, por tanto se tiene un funcionamiento adecuado del controlador PI paralelo y puede ser implementado físicamente.

BLOQUE DE CONTROL DE NIVEL PID DIGITAL

Se determinó en el capítulo 5 que la función de transferencia de la planta de control de nivel es:

$$G_p(s) = \frac{\left(\frac{35}{84}\right)e^{-2.5s}}{13.2s + 1}$$

Especificaciones de diseño:

El control PID debe ser diseñado, de tal manera que el sistema alcance las siguientes características de respuesta al escalón unitario:



Máximo sobresalto, $M_p < 25\%$
Tiempo de establecimiento, $t_s < 54s$

Dado que el tiempo de retardo de la planta es $L=2.5s$, el intervalo de muestreo debe ser inferior a $L/4$ es decir $0.625s$. Por tanto se utilizará un $\Delta t = 0.625s$.

Para el controlador analógico se encontraron los siguientes parámetros PID:

$K_p=4$ y $K_i=0.13$ y $K_d=0$

Los mismos que serán utilizados para el controlador digital.

Implementación de control PID digital en Simulink

El esquema implementado se muestra en la figura 5.94.



Function Block Parameters: Control PID discreto

Discrete PID Controller (mask)

Este bloque simula el funcionamiento de un controlador PID discreto
Danny Ochoa Correa

Parameters

Ganancia Proporcional (K_p):
4

Ganancia Integral (K_i):
0.13

Ganancia derivativa (K_d):
0

Referencia (0-5):
3

Retardo escalón (s):
0

Intervalo de muestreo(s):
0.625

Limites de salida (Anti wind-up): [Superior Inferior]
[100 -100]

Constante de tiempo para la derivada (s):
1

Valor inicial de salida:
0

OK Cancel Help Apply

Figura 5.93. Parámetros utilizados para el control PID digital

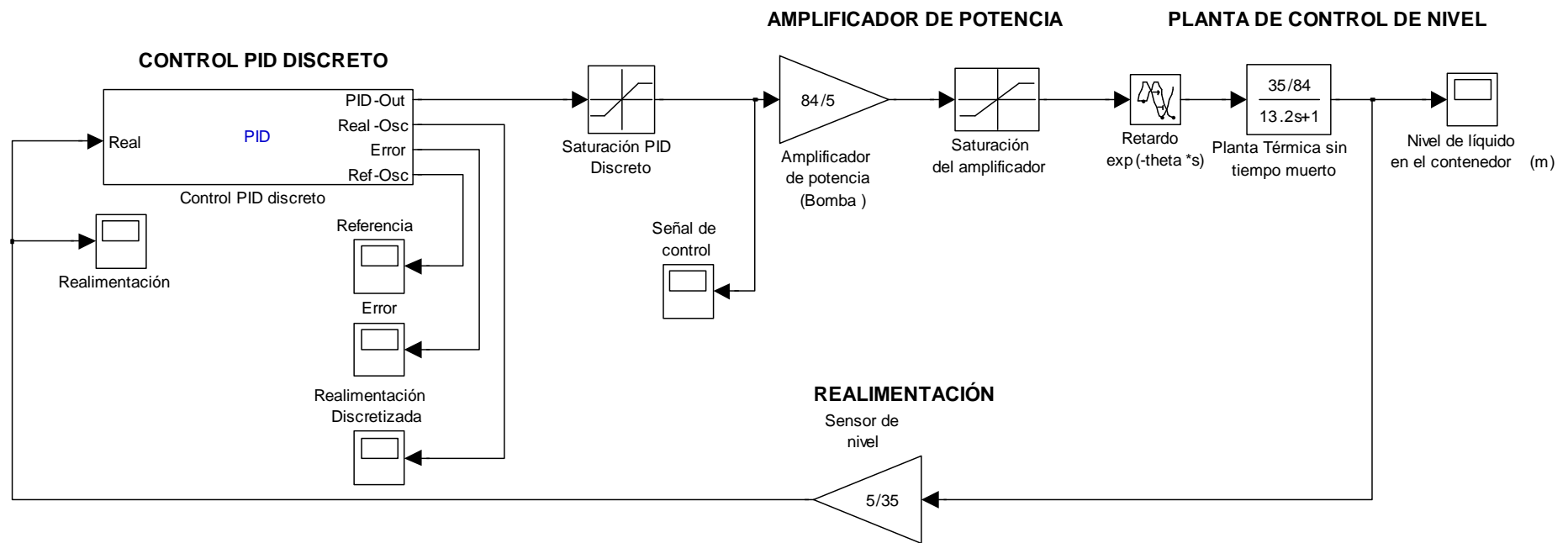


Figura 5.94. Sistema de control de nivel PID digital implementado en Simulink



Al aplicar una entrada escalón de amplitud 3V al sistema, se observa la siguiente respuesta:

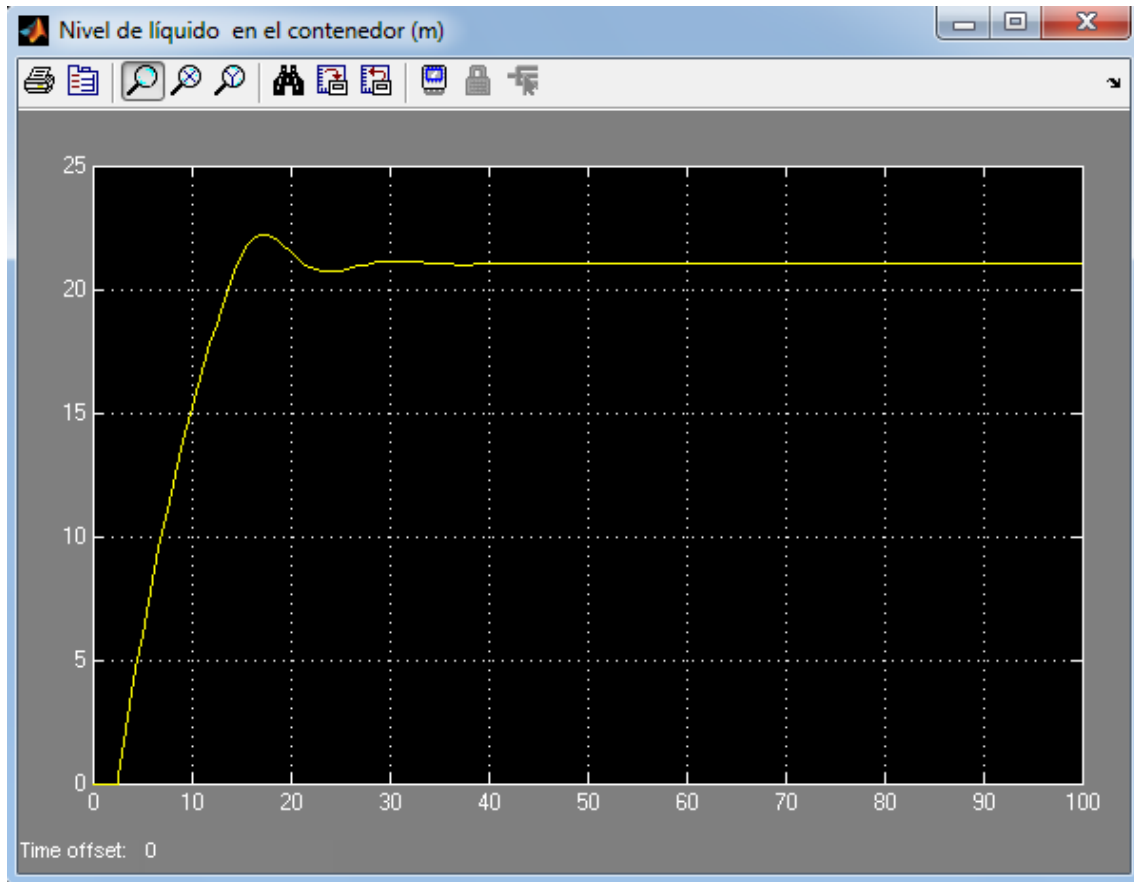


Figura 5.95. Temperatura dentro de la cámara(°C)

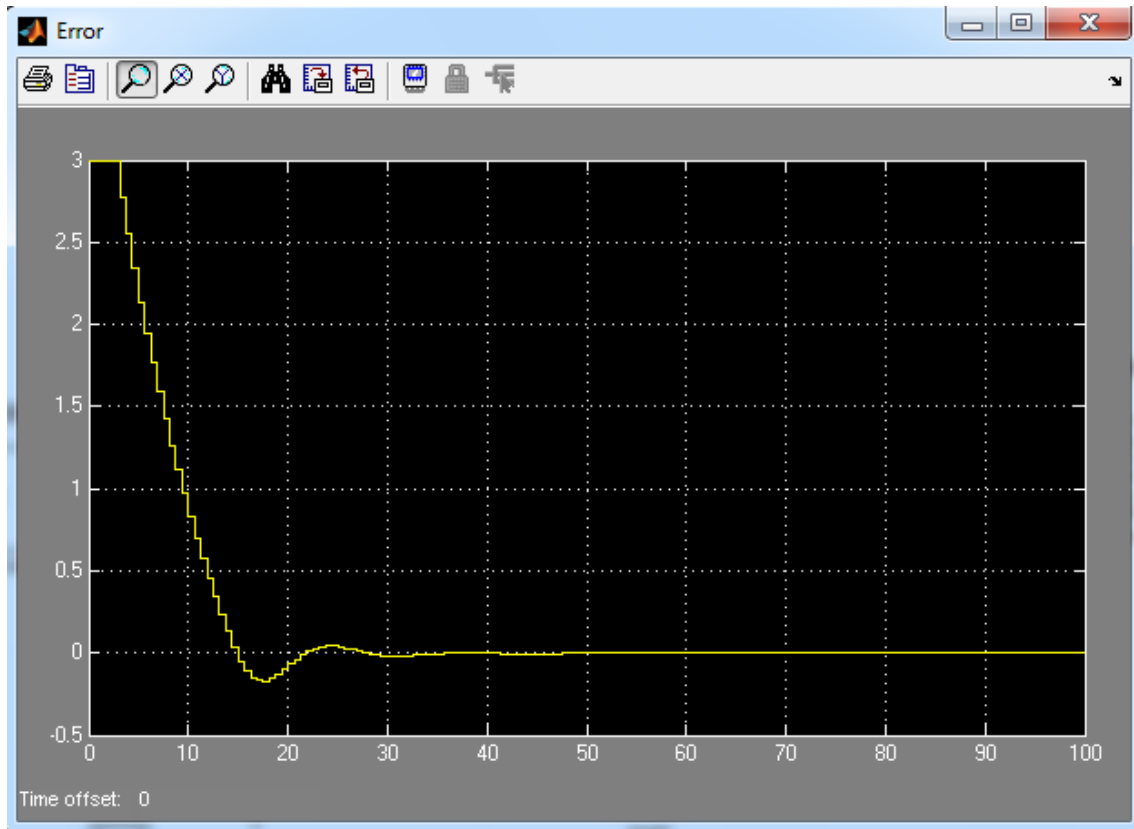


Figura 5.96. Error en estado estacionario

Características de la respuesta:

$$t_s=117.5s$$

$$t_p=20.19s$$

$$M_p=5.67\%$$

La respuesta alcanza las especificaciones, por tanto se tiene un funcionamiento adecuado del controlador PI paralelo digital y puede ser implementado físicamente.



CAPÍTULO 6

CONSIDERACIONES PEDAGÓGICAS

6.1. TEORÍA DEL APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO

6.1.1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad la educación impartida en las aulas escolares se enfrenta a varios problemas, uno de ellos es que se viene dando una enseñanza memorística o mecánica, ya que no se emplea una metodología adecuada para alcanzar un verdadero aprendizaje por parte de los alumnos.

Existe una fuerte crítica al respecto [36]. En particular, se cuestiona la manera en que se enseñan aprendizajes abstractos y fuera de contexto, conocimientos inertes, de poca utilidad y cuya motivación hacia el alumno es muy reducida. En este tipo de enseñanza se trata al conocimiento como si fuera autosuficiente, neutral e independiente de las situaciones de la vida real. Esto se traduce en aprendizajes carentes de significado y aplicabilidad, y en la incapacidad de los alumnos por asimilar, transferir y generalizar lo que aprenden.

6.1.2. DEFINICIÓN

En términos generales, aprendizaje significativo se define como, el aprendizaje a través del cual los conocimientos, habilidades, destrezas, valores y hábitos adquiridos pueden ser utilizados en las circunstancias en las cuales los alumnos viven y en otras situaciones que se presenten en el futuro [35].

Una definición más formal la planteó David Ausubel en 1976, en la cual, el aprendizaje significativo es aquel que, teniendo una relación sustancial entre la nueva información e información previa pasa a formar parte de la estructura cognoscitiva del hombre y puede ser utilizado en el momento preciso para la solución de problemas que se presenten [37].

Se entiende como estructura cognoscitiva el conjunto de conocimientos, información, conceptos y experiencias que un individuo ha ido acumulando a lo largo de su vida y los mecanismos o procedimientos que permiten captar nueva información, retenerla, almacenarla, transformarla, reproducirla y emitirla [35][39].

En este tipo de aprendizaje la nueva información no se aprende de manera textual, se caracteriza porque ésta es entendida o razonada.

En la educación se sugiere el aprendizaje significativo, dado que conduce al alumno a la comprensión y significación de lo aprendido, brindándole mayores posibilidades de



utilizar este nuevo aprendizaje en la solución de problemas como también servir de soporte para futuros aprendizajes.

Se producen aprendizajes significativos [35]:

- Cuando lo que se aprende se relaciona en forma sustantiva y no arbitraria con lo que el alumno ya sabe. El concepto opuesto es el aprendizaje memorístico, cuando lo que se almacena se aprende sin orden, arbitrariamente; y, casi no existe relación con los conocimientos anteriores.
- Cuando más numerosas y complejas son las relaciones establecidas entre el nuevo contenido del aprendizaje y los elementos de la estructura cognoscitiva, más profunda será su asimilación.
- Cuando mayor sea el grado de significatividad del aprendizaje realizado, tanto mayor será también su funcionalidad, podrá relacionarse con un ámbito más amplio de nuevas situaciones y nuevos contenidos.
- Cuando se comprende la nueva información con facilidad, de tal manera que los conocimientos aprendidos sirvan para aprendizajes posteriores.

Las siguientes condiciones propician un aprendizaje significativo [35]:

- Lo que se va a aprender debe ser representativo, es decir, tener sentido lógico, secuencia y estar de acuerdo al nivel intelectual del alumno.
- Que el alumno tenga disposición para aprender significativamente, que se encuentre motivado e interesado.
- Que el nuevo conocimiento tenga una relación directa y no arbitraria con lo que el alumno ya sabe.
- Por relación directa y no arbitraria se entiende que, el nuevo conocimiento se relacione con algún aspecto existente específicamente relevante de la estructura cognoscitiva del alumno.
- Que el maestro propicie todas las condiciones posibles para que el alumno logre aprendizajes significativos.
- El material que utilice el maestro debe ser significativo, para que el alumno pueda relacionarlo con las ideas concretas y correspondientes que se hallan dentro de la capacidad de su aprendizaje.

6.1.3. APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO VS APRENDIZAJE MECÁNICO

A continuación se analizan las diferencias existentes entre el aprendizaje significativo y el mecánico.

Según David Ausubel, un aprendizaje es significativo cuando los contenidos son relacionados de modo no arbitrario y sustancial, es decir, no al pie de la letra, con lo que el estudiante ya sabe [38].



El aprendizaje mecánico, opuestamente al aprendizaje significativo, se produce de tal forma que la nueva información es almacenada arbitrariamente, sin interactuar con conocimientos pre-existentes.

Al relacionar lo nuevo con lo que ya se conoce, el aprendizaje significativo facilita mayor retención de los conocimientos. Por lo contrario, en el aprendizaje mecánico, al no estar el nuevo conocimiento relacionado esencialmente a los conocimientos anteriores, la retención es mucho más débil. Además, resulta prácticamente imposible para el estudiante utilizar el nuevo conocimiento de forma original o innovadora.

De la exposición anterior se concluye que, el aprendizaje mecánico es altamente acumulativo, similar a una especie de reacción en cadena. Un nuevo conocimiento adquirido de manera mecánica, y que sea a su vez necesario para la obtención de otros conocimientos, conducirá inevitablemente a la adquisición mecánica de esos nuevos conocimientos [38].

6.2. APRENDIZAJE SIGNIFICATIVO A TRAVÉS DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO

6.2.1. INTRODUCCIÓN

Partiendo de los principios del aprendizaje significativo, en ingeniería la mayoría de contenidos curriculares se presentan en forma de teoría, la cual, se vuelve cada más compleja repercutiendo en la falta de motivación por parte de los estudiantes. Dicha complejidad se profundiza más cuando no existen herramientas que posibiliten a los estudiantes ir relacionando paralelamente la teoría con la práctica, y sobre todo que les coloquen en situaciones reales o simulaciones auténticas vinculadas a la aplicación en su ejercicio profesional.

Desde esta perspectiva, se desprende la necesidad de aplicar estrategias de aprendizaje significativo basadas en una enseñanza situada en donde se aplique la noción de *aprender y hacer* como acciones complementarias e inseparables que faciliten la comprensión de los conceptos científicos formales. Una de estas estrategias metodológicas es la ejecución de prácticas de laboratorio con el propósito de vincular la teoría con la práctica.

En este sentido, la práctica de laboratorio constituye el ambiente de aprendizaje que ofrece al estudiante una variedad de herramientas y equipos para la puesta en práctica de sus habilidades y destrezas necesarias para el entendimiento de conceptos teóricos y para experimentar los procesos relativos a la ingeniería.

Con la implementación de la práctica de laboratorio se deja de lado el paradigma de la educación tradicional para dar paso a una visión centrada en el estudiante, que parte de los conocimientos previos, que prioriza la experiencia y posibilita situaciones que lo acercan a la realidad de su desempeño futuro.



6.2.2. MODALIDADES DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO

Girando en torno al alcance de aprendizajes significativos por parte del estudiante, en el presente proyecto, se propone la realización de prácticas convencionales o de comprobación.

El propósito fundamental de este tipo de prácticas es comprobar el funcionamiento de circuitos y montajes, por tanto, siguen un esquema más o menos repetitivo y gradual que permite al alumno ir midiendo sus logros a fin de mejorar progresivamente. Con este tipo de actividad el estudiante realizaría un proceso de acomodación de los conocimientos previos que tiene con los que ha adquirido y mediante la práctica irá comprendiéndolos e interiorizándolos efectivamente.

6.2.3. FORMATO Y ESTRUCTURA DE LAS PRÁCTICAS DE LABORATORIO

El planteamiento para el formato de estas prácticas está estructurado en tres secciones: preinforme, desarrollo de la práctica e informe.

Previo a la realización de la práctica, se debe realizar el trabajo teórico que constituye la primera sección del preinforme, en la cual el estudiante después de leer la guía, debe entender plenamente el enunciado del problema al que se enfrenta, para obtener los conocimientos que le permitirán solucionarlo desde el punto de vista de ingeniería. Por todo ello debe realizar actividades como: búsqueda bibliográfica del marco teórico y del tema al cual pertenece el problema, búsqueda de posibles soluciones, discusión y evaluación de la solución más óptima, despliegue de técnicas y criterios de diseño, sustentación del funcionamiento de circuitos, y uso de programas de simulación como herramienta de verificación de resultados teóricos.

El objetivo que persigue esta sección es el de fomentar el trabajo independiente del estudiante y a la vez encaminarlo a que realice una planificación detallada de actividades tendientes al cumplimiento de los objetivos de la práctica; esto irá creando en él una cultura de organización que le permitirá un mayor desempeño dentro del laboratorio.

La segunda sección, desarrollo de la práctica, es la que refuerza la praxis y el trabajo grupal. En esta, cada grupo de trabajo monta su circuito de prueba (analizado teóricamente en el preinforme) y usando la instrumentación adecuada puede medir las variables reales necesarias para verificar su correcto funcionamiento.

El objetivo de ésta es el de brindar al alumno la oportunidad de desarrollar sus habilidades y destrezas prácticas, y por tanto debe contener, entre otras, actividades como: ensamblaje de circuitos, mediciones y toma de datos, tabulación y graficación, pruebas y ajustes, procesamiento estadístico, cálculo de porcentajes de error, confrontación y análisis de resultados.

La tercera y última sección o informe, consiste en una recopilación ordenada de lo registrado en la sección anterior. Debe culminarse con la elaboración de conclusiones



valiosas de lo aprendido, las que constituirán el aporte de la experiencia a los conocimientos del estudiante.

En esta sección se induce al alumno a que despliegue objetivamente su autocrítica para que de una manera constructiva aprenda de sus propios errores.

6.2.4. EL PAPEL DEL DOCENTE DE LA PRÁCTICA

El término “práctica” podría llevar a pensar que el estudiante realiza por sí solo el proceso de complementar los aspectos teóricos y que el papel que desempeña el docente dentro de éste es irrelevante. Sin embargo, el profesor de laboratorio cumple con la labor de guía, acompañamiento y monitoreo de todo el proceso de práctica por lo que debe manejar con eficacia los conceptos teóricos ligados a las correspondientes temáticas y tener cierto grado de experiencia práctica, de tal forma que, pueda interactuar dinámicamente con los estudiantes dándole un carácter activo al proceso de aprendizaje. Mientras mayor sea la experiencia práctica del docente, se obtendrán mejores resultados.

El profesor de laboratorio debe ser un líder, que cumpla con las expectativas no sólo de saber lo que enseña, sino también cómo y para qué lo enseña.

Algunos de los aspectos que debe desarrollar eficazmente el docente para el fiel cumplimiento de los objetivos de la práctica de laboratorio como espacio de aprendizaje, son: planificación, ejecución y sistematización de la actividad.

6.2.4.1. Planificación:

Para que se realice un efectivo aprendizaje que resulte significativo, el docente debe identificar las necesidades e intereses de los estudiantes a fin de seleccionar temáticas para las prácticas y elaborar adecuadamente las respectivas guías, basándose en los contenidos programáticos del curso e incluso en el pènsum de la carrera.

Otro aspecto que debe considerarse al elaborar cada guía es tener muy claros los objetivos que se persiguen en la temática que se pretende reforzar, la complejidad del problema a resolver y los conocimientos necesarios para su implementación. Además, debe hacerse un estimado del tiempo que invertirá el estudiante para su total ejecución, teniendo en cuenta que él debe responder por otras asignaturas adicionales.

6.2.4.2. Ejecución:

En esta fase el docente ejerce tareas de coordinación, resolución de dudas, seguimiento, control y evaluación de desempeño grupal e individual dentro del laboratorio.



Es necesario involucrar a los estudiantes en su propio proceso de aprendizaje, orientarlos hacia la discusión previa entre ellos de los conceptos básicos, concienciarlos acerca de la magnitud del trabajo que deben realizar, propiciar la interacción positiva para trabajo grupal donde cada miembro asuma sus roles y responsabilidades para que se tomen decisiones grupales sin la intervención constante del profesor, incrementar su capacidad de auto análisis y de mejora continua, así como su actitud crítica de forma constructiva, con todo ello se mantendría la motivación necesaria para la realización de un trabajo efectivo.

6.2.4.3. Sistematización de la actividad:

Luego de la ejecución de la práctica es preciso realizar la retroalimentación de conocimientos para aprender de la experiencia e ir mejorando el proceso, de tal forma que permita al estudiante enmarcar claramente su trabajo de acuerdo a los recursos disponibles y determinar las posibilidades del desarrollo de la práctica, teniendo en cuenta su experiencia previa y sus propias capacidades, lo cual permitirá en última instancia desarrollar su autonomía.



CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1. CONCLUSIONES

- Como resultado de las encuestas aplicadas a los estudiantes y docentes de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Cuenca durante la etapa inicial del presente proyecto, se concluye que, el mayor interés presentado por la muestra de estudio corresponde a la realización de prácticas de laboratorio con plantas controladas del tipo electromecánica, térmica e hidráulica.
- Una vez priorizada y seleccionada la naturaleza de las plantas controladas, se asignó una aplicación de control a cada una de ellas. Se realizaron diseños constructivos y de funcionamiento con elementos disponibles en el mercado local, además, que sean resistentes a su manipulación y traslado, y que el estudiante sea capaz de visualizar todo el proceso y las variables involucradas.
- Se diseñaron los módulos componentes del controlador analógico y digital de tal forma que sean compatibles entre sí, por tanto, cada uno de ellos maneja un rango de tensión continua de 0 a 5V en su entrada y salida, a excepción del módulo amplificador de potencia, dado que, en su salida existe un rango de tensión de 0 a 84V en corriente continua para el funcionamiento de las plantas controladas. El amplificador de potencia mediante UJT opera con un rango de tensión continua en su entrada de 2 a 8V, aspecto que es corregido con un acondicionador de señal a la salida del controlador analógico o digital. Los elementos eléctricos y electrónicos utilizados en el diseño de estos módulos pueden ser conseguidos fácilmente en el mercado local para una futura implementación.
- El módulo controlador analógico fue diseñado con el propósito de brindar al estudiante la mayor comprensión de funcionamiento posible, dado que, sus etapas son fácilmente diferenciables. Se colocaron puntos de prueba en etapas que son de interés para cuando se realicen prácticas con el mismo. Es importante acotar que, en el presente proyecto, este bloque debe utilizarse para una planta controlada específica, dado que sus parámetros característicos fueron dimensionados exclusivamente para cada una de ellas.
- Para el diseño e implementación del controlador digital, se utilizó el programa gratuito Microsoft Visual Basic 2010, por su versatilidad, facilidad de programación y la interface de usuario gráfica que presenta. Se diseñó un software de control y adquisición de datos. Como controlador tiene dos modos de funcionamiento: controlador PID y controlador en lazo abierto, en donde sus



parámetros característicos pueden ser modificados por el usuario en tiempo real, al mismo tiempo que las variables de interés son monitoreadas. Esto hace del módulo controlador digital atractivo y muy útil para el estudiante en su proceso de aprendizaje. Un aspecto muy importante es que, este módulo se adapta fácilmente a cualquier planta controlada, dado que presenta flexibilidad, al permitir modificar el valor de sus parámetros mediante *software* y no involucra cambio alguno en el *hardware*.

- Dado que la acción del controlador PID digital se lleva a cabo en el computador personal (PC), existen algunas limitaciones en su funcionamiento. Específicamente en la selección del intervalo de muestreo, pues en el PC los intervalos de muestreo no son exactos para todos sus valores posibles. Por tanto, el estudiante puede seleccionarlo de entre una lista, cuyos valores fueron colocados luego de realizar pruebas experimentales y mostrar un funcionamiento adecuado.
Otra limitación importante es que las características de comunicación serial RS-232, no pueden ser modificadas.
- Para la modelación matemática de las plantas controladas, fue necesario recurrir a los conocimientos previos de las ciencias básicas, como la física y la matemática, tratando de aproximar cada uno de los sistemas a un comportamiento lineal y que su funcionamiento se apegue a la realidad. Para la determinación de sus parámetros, resultó imprescindible implementarlas, y luego, realizar las pruebas pertinentes.
- La simulación de funcionamiento de cada uno de los módulos de control como en su conjunto fue realizada mediante tres programas computacionales: NI MULTISIM, PROTEUS y SIMULINK de MATLAB.
 - NI MULTISIM resultó adecuado para simular circuitos eminentemente analógicos. Los circuitos simulados presentaron un funcionamiento acorde al esperado, pudiendo darse luz verde a la implementación real de los mismos.
 - PROTEUS es una herramienta muy versátil cuando se trata de simular circuitos con elementos semiconductores y digitales. Presenta una librería muy amplia en lo que respecta a microcontroladores PIC de la serie 16FXX, y elementos útiles para simular comunicación serial RS-232. El funcionamiento de los circuitos simulados mediante este programa permite concluir que son correctos y están listos para ser implementados en la vida real.
 - SIMULINK de MATLAB, brinda la posibilidad de simular sistemas de control en lazo abierto y cerrado, especificando sus elementos mediante una función de transferencia, en el dominio de la transformada de Laplace para sistemas en tiempo continuo y transformada z para sistemas en tiempo discreto.



- Previo al proceso de simulación mediante SIMULINK de MATLAB, los parámetros de los sistemas de control fueron dimensionados siguiendo los criterios presentados en la sección 2.10.2.
- Para el sistema de control de velocidad de motor de CC, los parámetros óptimos del controlador PID se determinaron mediante el método del lugar geométrico de las raíces LGR. Los parámetros del sistema de control de temperatura y de control de nivel de líquido fueron encontrados mediante el método de Ziegler-Nichols utilizando el modelo de planta de primer orden más tiempo de retardo presentado en la sección 2.10.2.1.
- El controlador PID analógico implementado en SIMULINK obedece a la estructura presentada en la sección 4.1.6. En tanto que, para el controlador PID discreto, se utilizó el modelo planteado en la sección 4.3.4. Dado que, durante el proceso de simulación, todos los parámetros característicos del controlador PID discreto generan una acción de control cada intervalo de tiempo Δt , se creó un subsistema, cuyo menú principal permite modificar este parámetro, en una sola vez, sobre todos los elementos del sistema.
- Luego de la simulación de los sistemas de control planteados en el presente proyecto se obtuvieron las siguientes conclusiones:
 - Los resultados de la simulación de las plantas controladas en lazo abierto, sin compensación, concuerdan de forma relativamente aproximada con las pruebas experimentales realizadas a las mismas, lo cual muestra que el modelo matemático utilizado es apropiado para fines de estudio, diseño de sistemas de compensación y simulación.
 - Los parámetros de controlador PID determinados mediante el método del lugar geométrico de las raíces (LGR) proporcionaron un funcionamiento óptimo del sistema de control de velocidad de motor de CC durante el primer intento, esto se debe a que el grado de exactitud del método depende de la aproximación del modelo matemático de la planta, que como se indicó anteriormente, tiene una correlación muy alta con el sistema real.
 - Los parámetros PI encontrados mediante el método de Ziegler y Nichols para las plantas de control de temperatura y control de nivel de líquido, no ofrecieron en primera instancia una respuesta óptima del sistema. Luego de un ajuste fino se alcanzaron las especificaciones de diseño asignadas a cada una de ellas. Aquí se corrobora que este método es aproximado pero al mismo tiempo útil debido a su sencillez, y muy conveniente, por el hecho de que no se requiere conocer de antemano los parámetros inherentes a la planta, y basta con observar las características de su respuesta ante un escalón en la entrada, de aquí se derivan los parámetros necesarios para utilizar el método.



- No fue necesario determinar nuevamente los parámetros PID para el controlador digital, dado que su funcionamiento es similar al controlador analógico, con la diferencia que la acción de control se realiza cada intervalo de muestreo. Por tanto, la sección 5.5.3.2.2 presenta una recopilación de reglas muy útiles y prácticas para la selección de este parámetro. Se concluye que, entre menor sea el tiempo de muestreo, más exacto es el desempeño del controlador PID discreto.
- Las prácticas de laboratorio son una herramienta metodológica efectiva para fomentar en los estudiantes aprendizajes altamente significativos, además de potenciar el trabajo grupal y cooperativo, ayudándolos a ir mejorando continuamente.
- Se planteó un marco metodológico para la realización de prácticas de laboratorio de tipo convencional o de comprobación, de tal forma que el estudiante pueda ir midiendo sus logros a fin de mejorar paulatinamente. Con este tipo de actividad el estudiante puede ir relacionando sus conocimientos previos con los nuevos, comprendiéndolos e interiorizándolos efectivamente.
- El papel del docente de la práctica es muy importante, dado que, cumple la función de guía e inspector en el proceso, por lo que, debe manejar con eficacia los conceptos teóricos ligados a las correspondientes temáticas y tener cierto grado de experiencia práctica, para que sea capaz de interactuar dinámicamente con los estudiantes, haciendo del proceso de aprendizaje muy activo.

7.2. RECOMENDACIONES

- Si bien las prácticas de laboratorio en ingeniería pueden conducir al logro de aprendizajes significativos por parte de los estudiantes, estos se deben encontrar suficientemente motivados, además sentir interés y gusto por la asignatura que se está reforzando mediante la práctica.
- La clave del éxito de las prácticas de laboratorio radica en una minuciosa elaboración de una guía, cuyo alcance y contenido sea compatible con el nivel intelectual del alumno, de tal manera que las temáticas a tratarse durante este proceso puedan ser asimiladas y razonadas en función de los conocimientos previos que éste posee, y que además estén orientadas a enfrentarlos adecuadamente a problemáticas similares a las que encontrarán en su vida profesional.
- El profesor de laboratorio debe ser un líder, que cumpla con las expectativas no sólo de saber lo que enseña, sino también cómo y para qué lo enseña. Para que el docente alcance los objetivos de la práctica como espacio de aprendizaje debe realizar una adecuada planificación, ejecución y sistematización de la actividad.



REFERENCIAS

OGATA, Katsuhiko. *Ingeniería de Control Moderno*. Ed. McGraw Hill, Cuarta edición, México, 2005.

[3] PP. 58.

[4] PP. 59.

[6] PP. 220.

[8] PP. 229.

[9] PP. 230.

[12] PP. 7.

[13] PP. 62.

[14] PP. 416-417.

[15] PP. 66.

[16] PP. 682-684.

[19] PP. 337.

[20] PP. 420-421.

[30] PP. 190.

KUO, Benjamín. *Sistemas de control automático*. Prentice Hall, Séptima edición, México, 1996.

[1] PP. 78.

[2] PP. 80.

[5] PP. 327.

[7] PP. 362.

[10] PP. 385-386.

[11] PP. 2.

SHAW, John A. *The PID Control Algorithm: How it works, how to tune it, and how to use it*. Process Control Solutions, Segunda Edición. 2003.

[18] PP. 38.

GARCIA, Eduardo. *Compilador C CCS y simulador Proteus para microcontroladores PIC*. Editorial AlfaOmega. 2008.

[17] PP. 154.

BOYLESTAD; NASHESKY. *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. Pearson Education, Octava edición, México, 2003.

[21] PP. 798-799.

TOCCI, Ronald; WIDMER, Neals. *Sistemas digitales*. Prentice Hall. Octava edición, México, 2003.

[22] PP. 615.

[23] http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional (Consultado 1 de septiembre de 2010).

MALONEY, Timothy J. *Electrónica Industrial Moderna*. Ed. Prentice-Hall, Tercera edición, México, 1997.

[24] PP. 173.

RASHID, Muhammad. *Electrónica de Potencia*. Pearson education, Segunda edición, México, 1993.

[25] PP. 118-119.



[26] PP. 103.

[27] <http://es.wikipedia.org/wiki/Sensor> (Consultado 14 de agosto de 2010).

ALONSO, Marcelo; ROJO, Onofre. *FISICA: Mecánica y Termodinámica*. Addison-Wesley Iberoamericana, S.A., Sin Edición. Estados Unidos 1986.

[28] PP.323.

DOGAN, Ibrahim. *Microcontroller Based Applied Digital Control*. John Wiley & Sons Ltd, Sin edición, Inglaterra. 2006.

[29] PP.49.

[34] PP.266.

[31] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lii/montiel_l_s/capitulo6.pdf (Consultado 20 de noviembre 2010).

[32]

<http://www.mitecnologico.com/Main/DefinicionEImportanciaSimulacionEnIngenieria> (Consultado 20 de noviembre 2010).

[33] <http://es.wikipedia.org/wiki/RS-232> (Consultado 24 de noviembre de 2010).

[35] DINACAPED. *Fundamentos psicopedagógicos del proceso de enseñanza aprendizaje*. Sin edición. Ecuador, 1992.

[36] <http://www.accessmylibrary.com/article-1G1-146629540/cognicion-situada-y-estrategias.html> (Consultado 23 de marzo de 2011).

[37] <http://redie.uabc.mx/contenido/vol5no2/contenido-arceo.pdf> (Consultado 23 de marzo de 2011).

[38] GONZÁLEZ ARIAS, Arnaldo. *La Física en 2005 y el aprendizaje significativo*. Universidad de La Habana, Cuba.

<http://www.rieoei.org/deloslectores/1101Gonzalez.pdf> (Consultado 9 de febrero de 2011).

[39]

http://www.articulosinformativos.com/La_Estructura_Cognitiva_como_Base_del_Trabajo-a1156178.html (Consultado 25 de febrero de 2011).



BIBLIOGRAFÍA

OGATA, Katsuhiko. *Ingeniería de Control Moderno*. Ed. McGraw Hill, Cuarta edición, México, 2005.

KUO, Benjamín. *Sistemas de control automático*. Prentice Hall, Séptima edición, México, 1996.

BOYLESTAD; NASHELSKY. *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. Pearson Education, Octava edición, México, 2003.

TOCCI, Ronald; WIDMER, Neals. *Sistemas digitales*. Prentice Hall. Octava edición, México, 2003.

HALSALL, Fred; LISTER, Paul. *Fundamentos de microprocesadores*. Ed. PARANINFO, Sin edición, España.

MALONEY, Timothy J. *Electrónica Industrial Moderna*. Ed. Prentice-Hall, Tercera edición, México, 1997.

RASHID, Muhammad. *Electrónica de Potencia*. Pearson educación, Segunda edición, México, 1993.

ALONSO, Marcelo; ROJO, Onofre. *FISICA: Mecánica y Termodinámica*. Addison-Wesley Iberoamericana, S.A., Sin Edición. Estados Unidos 1986.

DOGAN, Ibrahim. *Microcontroller Based Applied Digital Control*. John Wiley & Sons Ltd, Sin edición, Inglaterra. 2006.

CREUS SOLÉ, Antonio. *Instrumentación Industrial*, ALFAOMEGA GRUPO EDITOR S.A. Sexta edición. España, 1998.

SHAW, John A. *The PID Control Algorithm: How it works, how to tune it, and how to use it*. Process Control Solutions, Segunda Edición. 2003.

GARCIA, Eduardo. *Compilador C CCS y simulador Proteus para microcontroladores PIC*. Editorial AlfaOmega. Página 154. 2008.

DINACAPED. *Fundamentos psicopedagógicos del proceso de enseñanza aprendizaje*. Sin edición. Ecuador, 1992.

HERNÁNDEZ F., Arcelio. *Los niveles de asimilación del contenido: una pauta para la organización de las prácticas de laboratorio*. Revista Actas Pedagógicas, año 5 - No.5. Centro de estudios de Didáctica y Pedagogía, Cedip. Ibagué, Junio de 2001.

NAYLOR, Thomas. *Computer simulation techniques*. Wiley. New York, 1966.

BARRIGA, Frida. *Cognición situada y estrategias para el aprendizaje significativo*. Revista Electrónica de Investigación Educativa. 1 de julio de 2003. México. <http://redie.uabc.mx/contenido/vol5no2/contenido-arceo.pdf> (Consultado 23 de marzo de 2011).

GONZÁLEZ ARIAS, Arnaldo. *La Física en 2005 y el aprendizaje significativo*. Universidad de La Habana,



Cuba. <http://www.rieoei.org/deloslectores/1101Gonzalez.pdf> (Consultado 9 de febrero 2011).

http://www.articulosinformativos.com/La_Estructura_Cognitiva_como_Base_del_Trabajo-a1156178.html (Consultado 25 de febrero de 2011).

http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional (Consultado 1 de septiembre de 2010).

<http://es.wikipedia.org/wiki/Sensor> (Consultado 14 de agosto de 2010).

http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lii/montiel_l_s/capitulo6.pdf
(Consultado 20 de noviembre 2010).

<http://www.mitecnologico.com/Main/DefinicionEImportanciaSimulacionEnIngenieria>
(Consultado 20 de noviembre 2010).

<http://es.wikipedia.org/wiki/RS-232> (Consultado 27 de noviembre 2010).

Hoja de especificaciones sensor de nivel Kobold Modelo MN.

Hoja de especificaciones sensor de temperatura LM-35.

Hoja de especificaciones diodo rectificador RS207.

Hoja de especificaciones regulador de tensión 7815.

Hoja de especificaciones regulador de tensión 7915.

Hoja de especificaciones bomba Goulds Pumps LSP03.



ANEXO 1

SUGERENCIAS PARA POSTERIOR IMPLEMENTACIÓN DE LOS MÓDULOS DE CONTROL

A.1. IMPLEMENTACIÓN DE LOS BLOQUES COMPONENTES DEL CONTROLADOR

En esta sección se presenta una propuesta para la implementación de los módulos que componen el bloque controlador analógico y digital.

Se muestra, en primera instancia, el diseño y acabado final de los circuitos impresos, posteriormente las cajas en las que estos pueden ser colocados, y por último el prototipo terminado.

Se ha visto conveniente numerar cada uno de los circuitos a implementar:

- (DOC-000) Fuente de alimentación.
- (DOC-001) Acondicionador de señal sensor de velocidad.
- (DOC-002) Acondicionador de señal sensor de nivel.
- (DOC-003) Convertidor analógico-digital, digital analógico y comunicación serial RS-232.
- (DOC-004) Bloque control PID analógico.
- (DOC-005) Amplificador de potencia mediante UJT.
- (DOC-006) Acondicionador de señal sensor de temperatura.
- (DOC-007) Amplificador de potencia mediante PIC.

A.1.1. DISEÑO DE CIRCUITOS IMPRESOS (PCB)

Para cada bloque se presenta el diseño del circuito impreso, y su acabado final una vez montados los elementos eléctricos y electrónicos.

El diseño de los circuitos impresos, se realizó mediante el programa PCB Wizard 3.5.



FUENTE DE ALIMENTACIÓN (DOC-000)

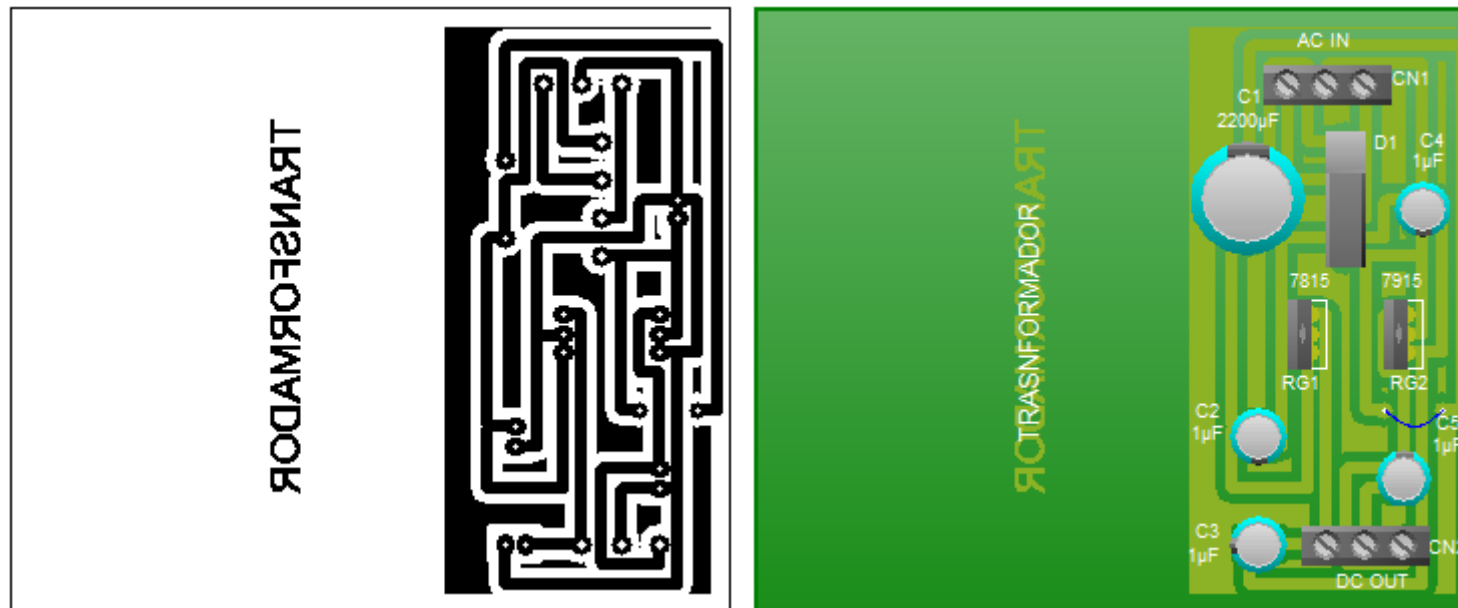


Figura A.1. Diseño circuito impreso DOC-000

ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE VELOCIDAD (DOC-001)

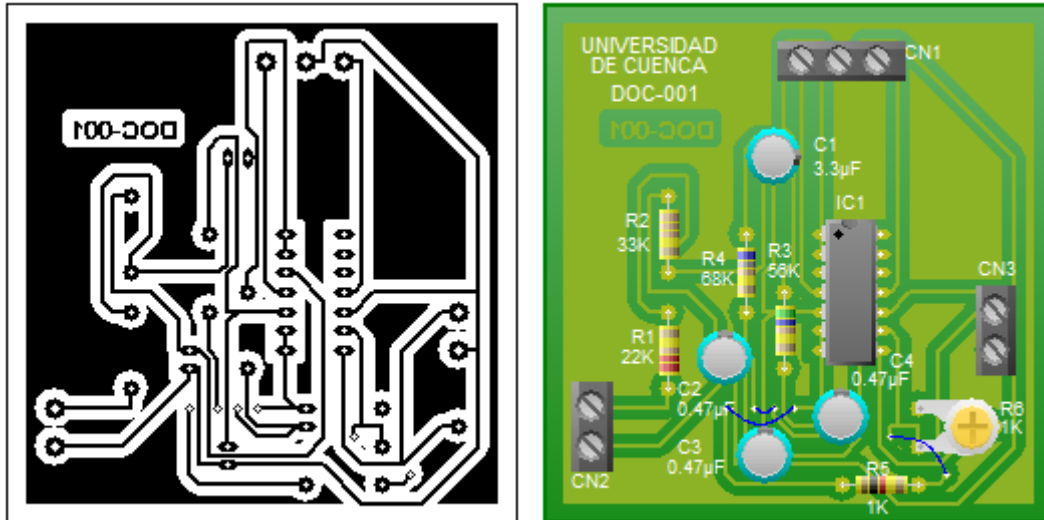


Figura A.2. Diseño circuito impreso DOC-001

ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE NIVEL (DOC-002)

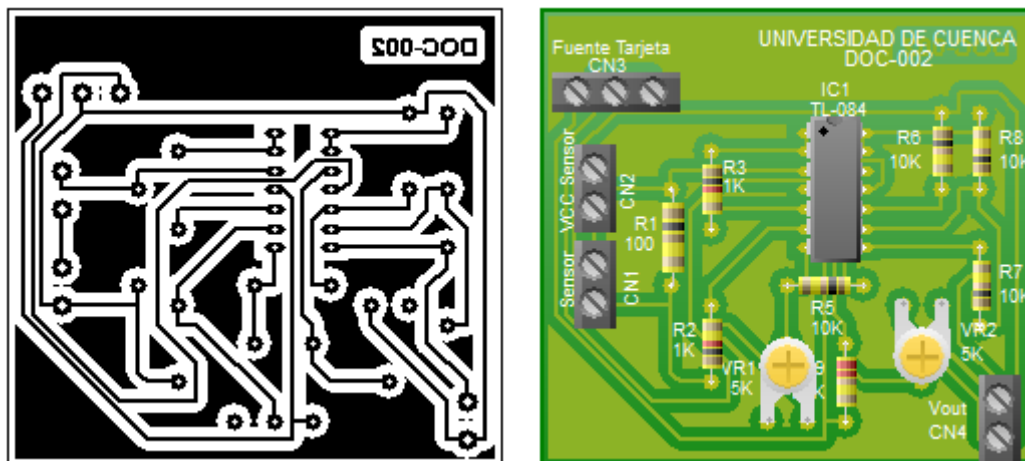


Figura A.3. Diseño circuito impreso DOC-002

CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL, DIGITAL ANALÓGICO Y COMUNICACIÓN
SERIAL RS-232 (DOC-003)

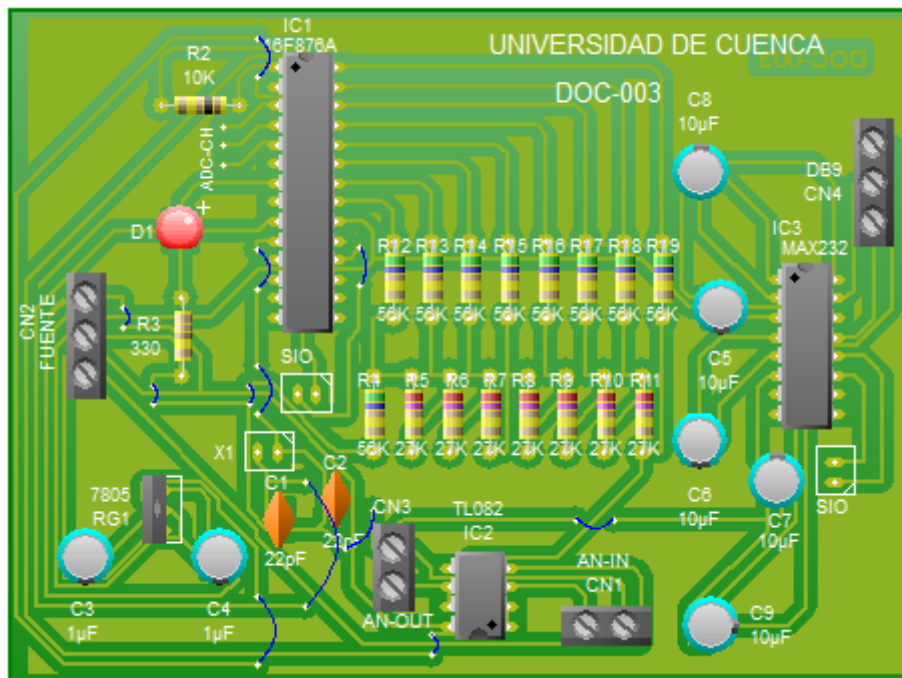
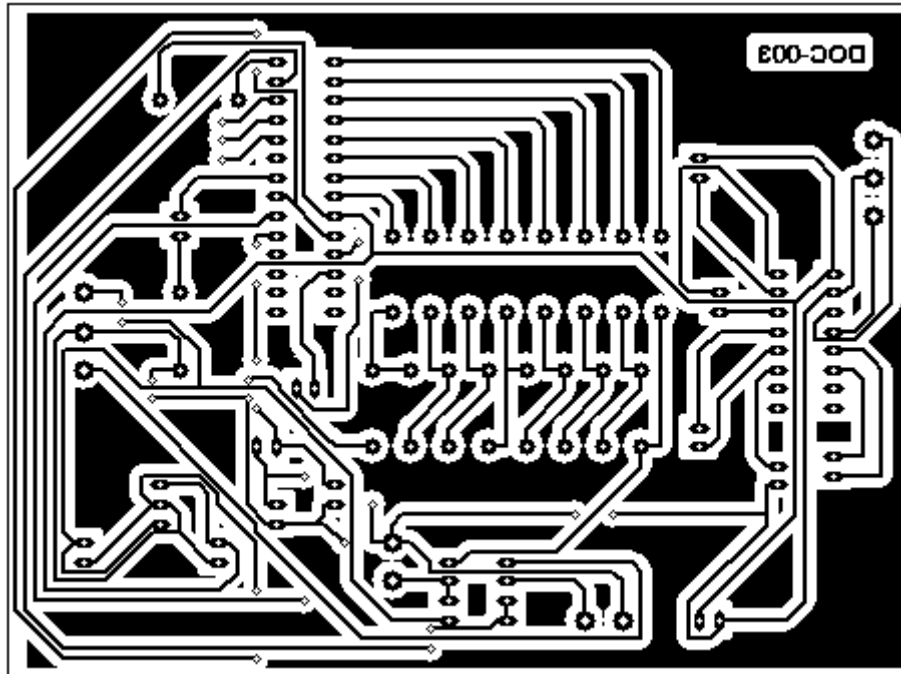


Figura A.4. Diseño circuito impreso DOC-003



BLOQUE CONTROL PID ANALÓGICO (DOC-004)

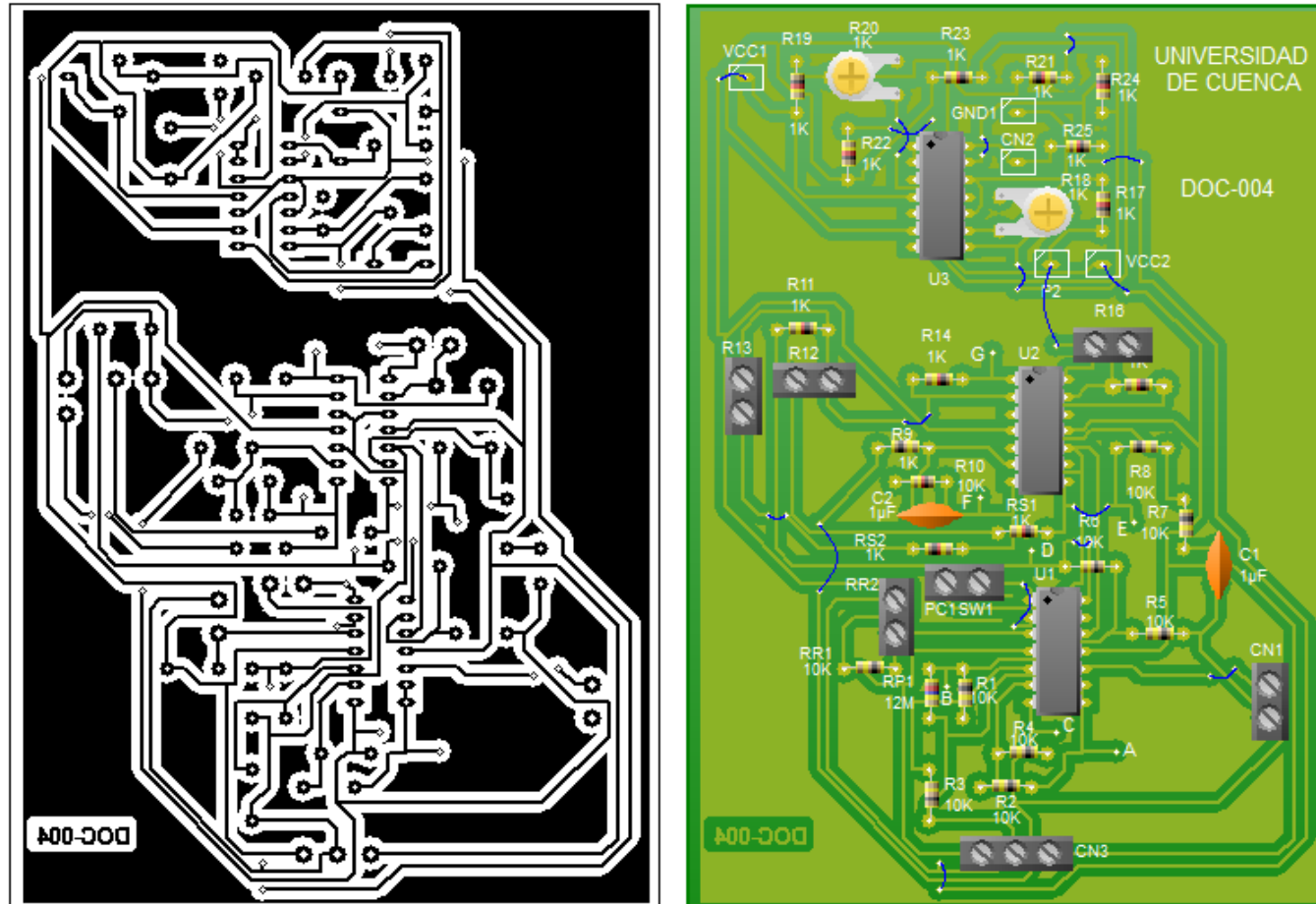


Figura A.5. Diseño circuito impreso DOC-004

AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE UJT (DOC-005)

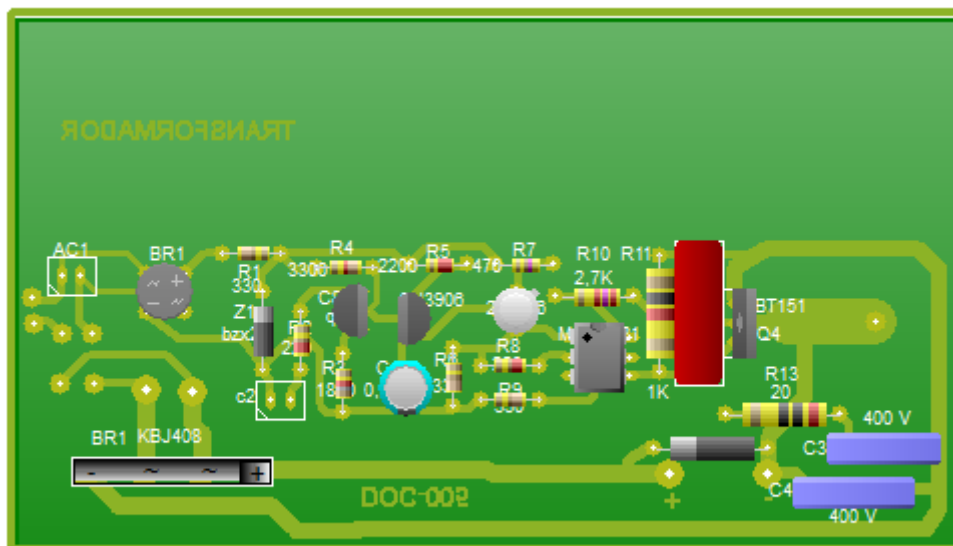
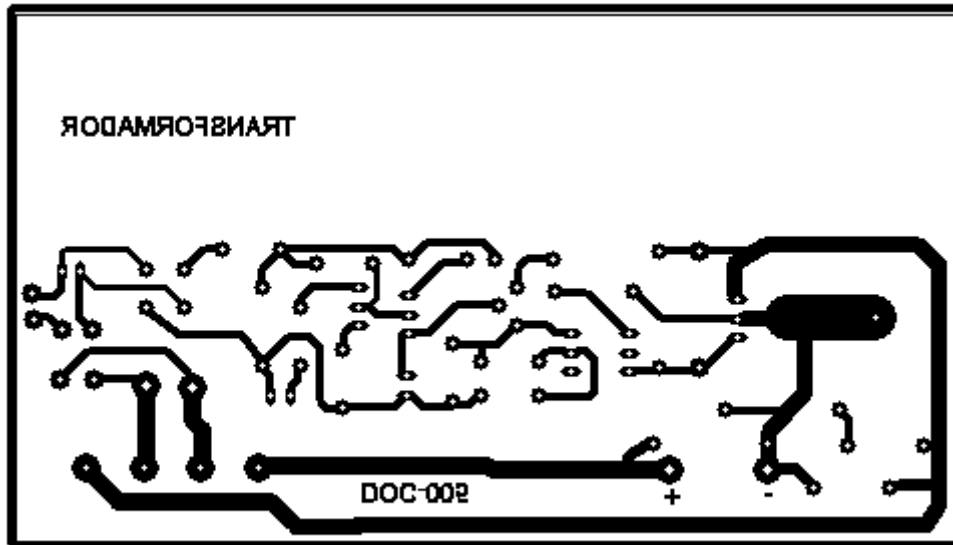


Figura A.6. Diseño circuito impreso DOC-005



ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE TEMPERATURA (DOC-006)

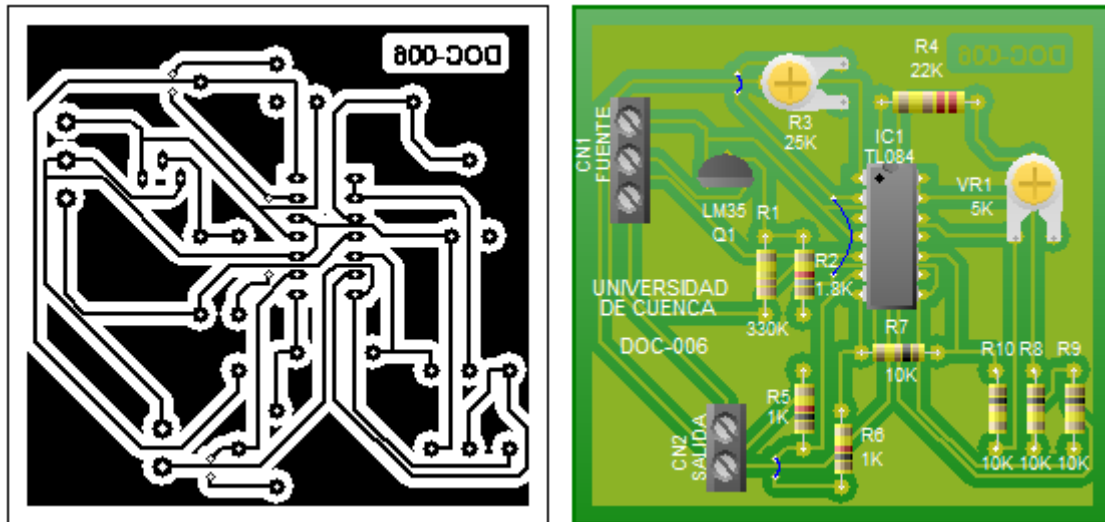


Figura A.7. Diseño circuito impreso DOC-006



AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE PIC (DOC-007)

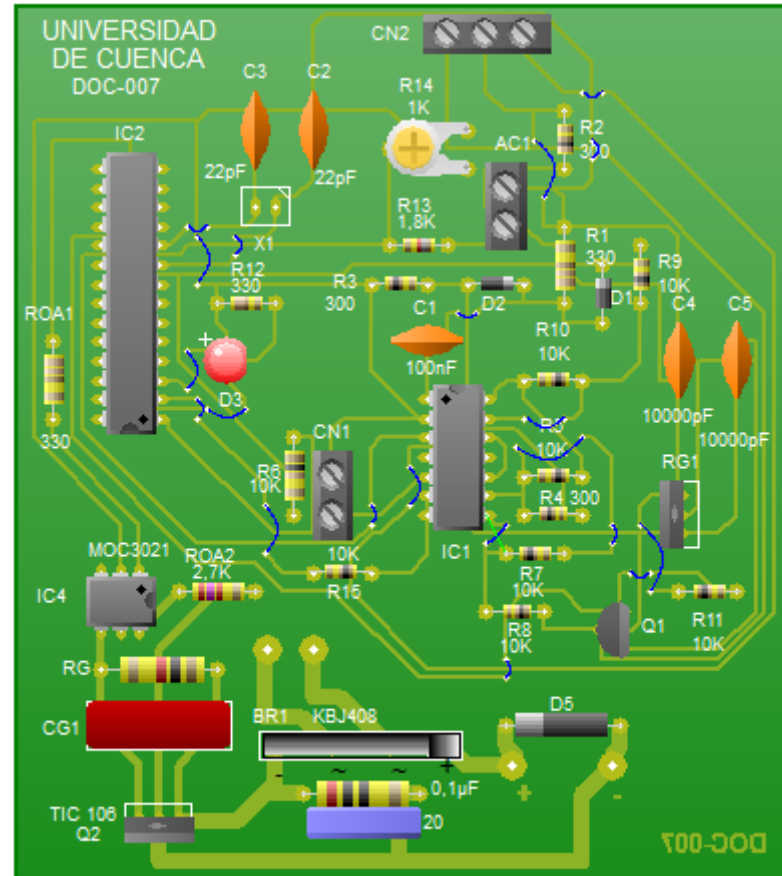
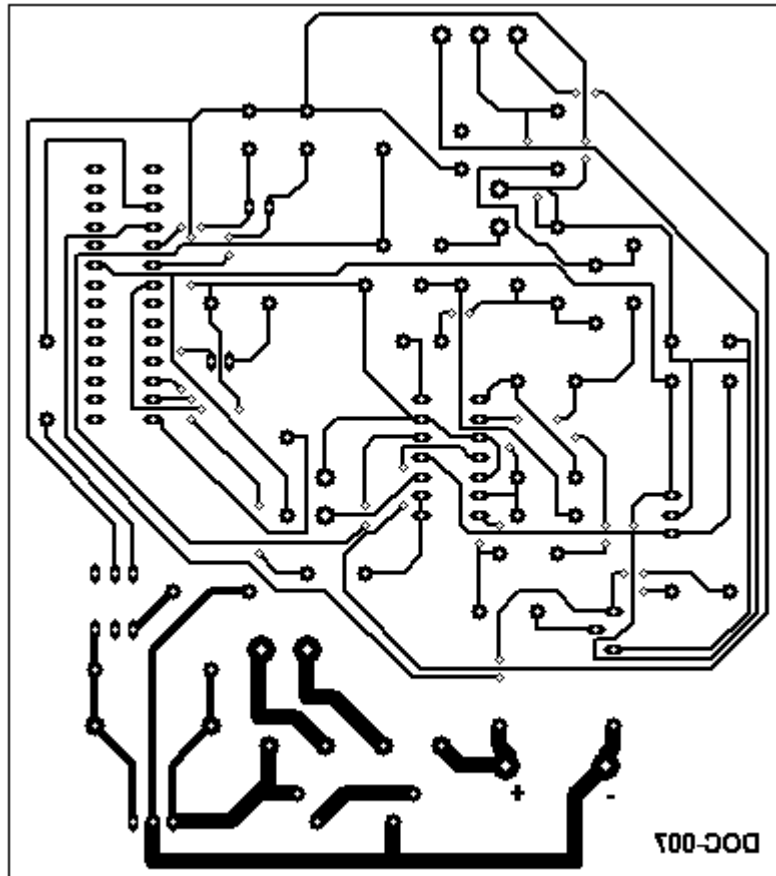


Figura A.8. Diseño circuito impreso DOC-007



A.1.2. MONTAJE DE CIRCUITOS IMPRESOS EN CAJAS

Con el objeto de brindar protección a los bloques que conforman el controlador durante su manipulación y traslado, resulta necesario colocar los circuitos impresos en cajas.

Se sugiere la utilización de cajas de fabricación Hammond Manufacturing, debido a su disponibilidad en el mercado local, buenas características y excelentes acabados.

Se ha escogido el modelo de caja plástica *Watertight Flat Lid - (1554 Series)*, dado que brinda una buena presentación y permite colocar accesorios externos con facilidad.



Figura A.9. Caja Watertight Flat Lid - (1554 Series)

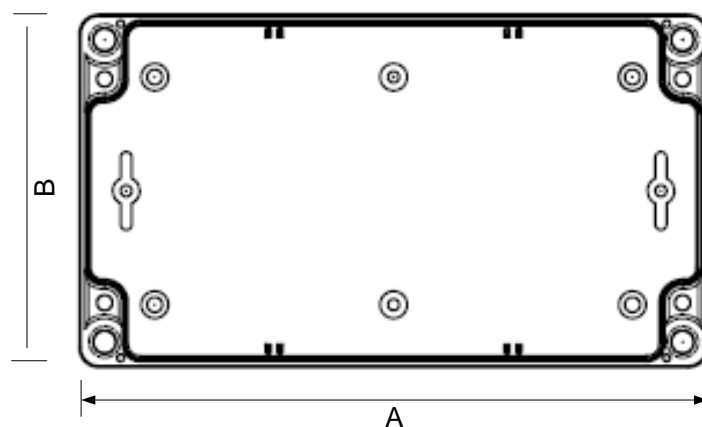


Figura A.10. Dimensiones para caja Watertight Flat Lid - (1554 Series)



De acuerdo a las dimensiones físicas de cada uno de los circuitos impresos con sus elementos eléctricos y electrónicos montados, se presenta la caja que puede ser utilizada. Los datos aquí expuestos han sido extraídos del catálogo del fabricante, con su respectivo número de parte y serie.

CAJAS PARA MONTAJE DE CIRCUITOS

CIRCUITO (DOC)	DIMENSIONES C. IMPRESO (mm)		DIMENSIONES CAJA(mm)		MODELO CAJA (PART NUMBER)		HAMMOND SERIE
	LARGO	ANCHO	LARGO	ANCHO	ABS	POLY-CARBONATE	
000	95	80	120	120	1554NGY	1554N2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
001	67,5	68,5	90	90	1554EGY	1554E2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
002	65	60,5	90	90	1554EGY	1554E2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
003	119,5	89	160	160	1554SGY	1554S2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
004	97	136	160	160	1554SGY	1554S2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
005	126,5	71,5	160	90	1554JGY	1554J2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
006	71	68,5	90	90	1554EGY	1554E2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)
007	103	115,5	160	160	1554SGY	1554S2GY	Watertight Flat Lid - (1554 Series)

Tabla A.1. Selección de cajas para montaje de circuitos impresos

A.1.3. COLOCACIÓN DE ACCESORIOS EXTERNOS EN LAS CAJAS

Una vez colocado el circuito impreso en la caja, se añaden elementos externos, tales como: perillas, interruptores, conectores, etiquetas, entre otros. Con esto se consigue que, sea ilustrativo para el estudiante, el tipo de circuito utilizado y el conexionado que debe realizar.

(DOC-000) FUENTE DE ALIMENTACIÓN



Figura A.11. Vista superior y lateral prototipo DOC-000

(DOC-001) ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE VELOCIDAD

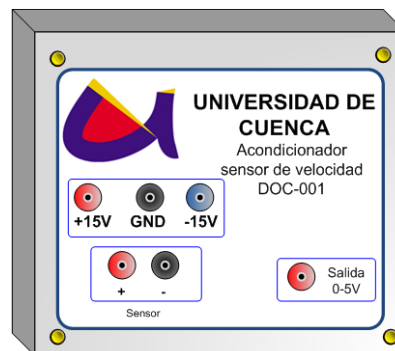


Figura A.12. Vista superior prototipo DOC-001

(DOC-002) ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE NIVEL

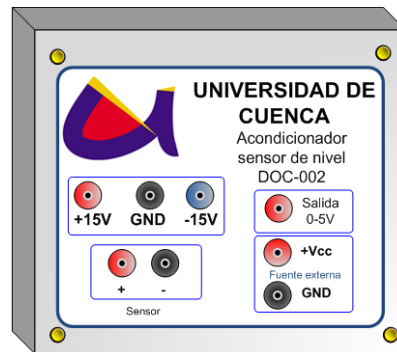


Figura A.13. Vista superior prototipo DOC-002

(DOC-003) CONVERTIDOR ANALÓGICO-DIGITAL, DIGITAL ANALÓGICO Y COMUNICACIÓN SERIAL RS-232

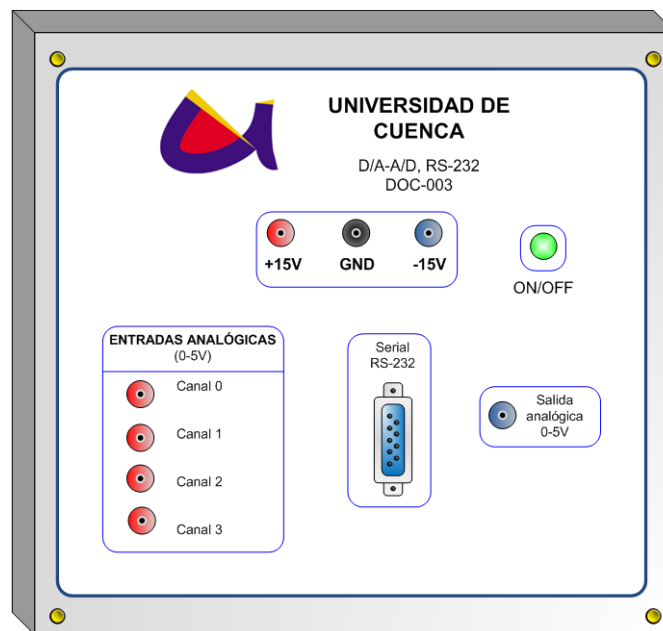


Figura A.14. Vista superior prototipo DOC-003

(DOC-004) BLOQUE CONTROL PID ANALÓGICO



Figura A.15. Vista superior prototipo DOC-004

(DOC-005) AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE UJT



Figura A.16. Vista superior prototipo DOC-005

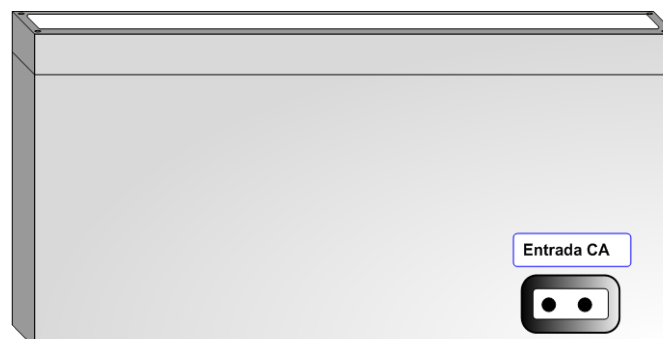


Figura A.17. Vista lateral prototipo DOC-005

(DOC-006) ACONDICIONADOR DE SEÑAL SENSOR DE TEMPERATURA

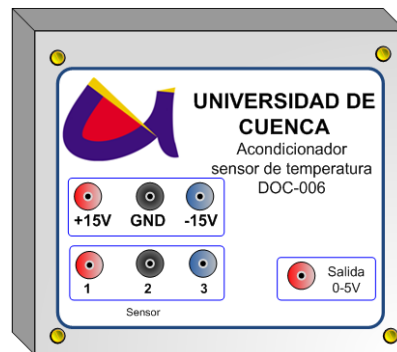


Figura A.18. Vista superior prototipo DOC-006

(DOC-007) AMPLIFICADOR DE POTENCIA MEDIANTE PIC



Figura A.19. Vista superior y lateral prototipo DOC-007



ANEXO 2

CÓDIGOS DE PROGRAMACIÓN

A.2.1. Amplificador de potencia mediante PIC 16F876A.

MicroCode Studio

CONTROL DE ANGULO DE DISPARO PIC.pbp

```
*****
'* Name      : CONTROL DE ANGULO DE DISPARO PIC          *
'* Author    : DANNY VINICIO OCHOA CORREA                *
'* Notice    : Copyright (c) 2010                        *
'*           : All Rights Reserved                       *
'* Date      : 17/02/2010                                *
'* Version   : 1.0                                        *
'* Notes     :                                           *
'*           :                                           *
*****
DEFINE OSC 20 'DEFINE OSCILADOR EXTERNO DE 20MHz

pulso VAR WORD
disparo VAR portc.1
ledok VAR porta.1
dato VAR WORD      'DECLARACION DE VARIABLES Y PUERTOS
n VAR WORD
k VAR WORD

FOR n=1 to 4
HIGH ledok:pause 100
LOW ledok:pause 100
NEXT

'PREPARANDO LOS CANALES Y LA FRECUENCIA DE CONVERSION DEL ADC

TRISA=%1          'PUERTO A.0 DE ENTRADA
ADCON1=%01001110 'PUERTO A.0 ES CONVERTOR A/D LOS DEMÁS SON DIGITALES
PAUSEUS 50
ADCON0=%10000001 'CONFIGURACION DEL CANAL 0 PARA LA CONVERSIÓN FOSC/64
PAUSEUS 50

espera:
IF portc.0=0 THEN
GOSUB loop      'ESPERA EL PULSO DEL DETECTOR DE CRUCE POR CERO(pulsos en bajo)
ENDIF
GOTO espera

loop:

ADCON0.2=1      'INICIAR CONVERSIÓN ADC
PAUSEUS 50      'PAUSA PARA LA CONVERSIÓN
dato=ADRESH     'LEER DATO CONVERTIDO

k=7900/255

n=7900-k*dato

PAUSEUS n      'RETARDAR EL TIEMPO (EN US) PROPORCIONAL A LA TENSIÓN DE REFERENCIA
APLICADA

FOR n=1 to 5
HIGH disparo:PAUSEUS 2
LOW disparo:PAUSEUS 2 'TRENDE PULSOS DE DISPARO DE ANCHO 2 MICROSEGUNDOS
NEXT

RETURN

END
```



A.2.2. Protocolo de pruebas ADC-DAC-MAX232 PIC 16F876A.

MicroCode Studio ADC-DACR2R.pbp

```
*****
'* Name      : PROTOCOLO DE PRUEBAS PIC-ADC-LCD-DAC      *
'* Author    : DANNY VINICIO OCHOA CORREA                *
'* Notice    : Copyright (c) 2010                        *
'*          : All Rights Reserved                        *
'* Date      : 17/02/2010                                *
'* Version   : 1.0                                       *
'* Notes    :                                           *
'*          :                                           *
*****
DEFINE OSC 20      'OSCILADOR EXTERNO DE 20MHz
INCLUDE "modedefs.bas"      'MODO DE COMUNICACION SERIAL

'=====
'CONFIGURACION ADC Y PUERTOS
'=====

TRISA=%1          'Se configura el puerto A.0 como entrada
ADCON1=%00001110 'PUERTO A.0 ES CONVERSOR A/D LOS DEMÁS SON DIGITALES
Trisb=0           'Todos los pines del puerto b son de salida
portb=%00000000  'encerar el puerto b

ADCON0=%10000001 'CONFIGURANDO EL CANAL 0 PARA LA CONVERSIÓN A FOSC/32
PAUSEUS 50       ;DELAY PARA CONFIGURAR EL CANAL

ledok VAR porta.5 'DECLARANDO VARIABLES Y CAMBIANDO DE NOMBRE AL PIN A.5
dato VAR byte
n VAR byte

'=====
'PROGRAMA PRINCIPAL
'=====
    FOR n=1 to 3

        HIGH ledok:pause 100      ;LED PARPADEA 3 VECES PARA FUNCIONAMIENTO OK
        HIGH ledok:pause 100

        NEXT

    leer:          'leer ADC

    ADCON0.2=1    'INICIAR CONVERSIÓN
    PAUSEUS 50    ;DELAY DE CONVERSIÓN

    dato=ADRESH  'LEER DATO CONVERTIDO Y GUARDAR EN dato

    portb=dato   'dato digital a convertir (R-2R) Sale por el puerto B
    SEROUT portc.6,T9600,[#dato] 'ENVIAR EL DATO CONVERTIDO HACIA LA PC

;=====
PAUSE 1000      ;TIEMPO PARA REFRESCAR EL ADC (ms)
;=====

GOTO leer

END
```



A.2.3. Protocolo de pruebas ADC-DAC-MAX232 PC mediante Visual Basic 2010

```
Option Explicit On  
Public Class Form1
```

```
    Dim textout As String      'DECLARACIÓN DE VARIABLES  
    Dim textin As String  
    Dim puertoCOM As String  
    Dim Serie As IO.Ports.SerialPort = Nothing 'Asignación de nombre al puerto  
    serial "Serial"  
  
    Private Sub cmdConectar_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As  
System.EventArgs) Handles cmdConectar.Click  
        If cmdConectar.Text = "CONECTAR" Then  
  
            puertoCOM = cmbCOM.SelectedItem 'Tomar el puerto seleccionado en el  
cmbCOM y guardarlo en l variable puertoCOM  
  
            shpONOFF.FillColor = Color.GreenYellow 'COLOCAR COLOR VERDE CUANDO  
ESTA CONECTADO  
            Serie = My.Computer.Ports.OpenSerialPort(puertoCOM) 'establece puerto  
serie COM-X y ABRE EL PUERTO SERIE  
            cmdEnviar.Visible = True 'ACTIVA EL BOTON ENVIAR  
            Timer1.Enabled = True 'HABILITA EL TIMER1  
            cmdConectar.Text = "DESCONECTAR" 'REEMPLAZA ETIQUETA DE BOTON  
CONECTAR POR DESCONECTAR  
        Else  
            If cmdConectar.Text = "DESCONECTAR" Then  
                Timer1.Enabled = False 'DESHABILITA EL TIMER1  
                shpONOFF.FillColor = Color.Silver 'COLOCA COLOR PLOMO CUANDO ESTA  
DESCONECTADO  
                Serie.Close() 'CIERRA EL PUERTO  
                cmdEnviar.Visible = False 'OCULTA EL BOTON ENVIAR  
                cmdConectar.Text = "CONECTAR" 'REEMPLAZA ETIQUETA DE BOTON  
DESCONECTAR POR CONECTAR  
            End If  
        End If  
    End Sub  
  
    Private Sub cmdEnviar_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As  
System.EventArgs) Handles cmdEnviar.Click  
        textout = txtEnvio.Text      'Guardar en la variable textout lo que se  
escriba en txtEnvio  
  
        Serie.Write(textout)          'Enviar por el puerto serie la variable  
textout  
  
    End Sub  
  
    Private Sub Timer1_Tick(ByVal sender As System.Object, ByVal e As  
System.EventArgs) Handles Timer1.Tick  
        textin = Serie.ReadExisting() 'LEE EL PUERTO Y LO GUARDA EN LA VARIABLE  
TEXTIN  
  
        If textin <> "" Then 'SI textin ES DIFERENTE DE VACIO ENTONCES  
VISUALIZAR EN ETIQUETA RECEPCION  
            lblRecepcion.Text = textin 'VISUALIZA EN LABEL LA VARIABLE TEXTIN  
        End If  
    End Sub
```



```
Private Sub txtSalir_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As System.EventArgs) Handles txtSalir.Click
    Beep()
End Sub

Private Sub cmdBorrar_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As System.EventArgs) Handles cmdBorrar.Click
    lblRecepcion.Text = "" 'BORRO LO CONTENIDO EN ETIQUETA
End Sub
End Class
```

A.2.4. Control PID discreto PC mediante Visual Basic 2010.

```
Option Explicit On
Public Class CONTROLPID

    Dim error_actual As Single
    Dim error_previo As Single
    Dim proporcional As Single
    Dim integral As Single
    Dim derivada As Single
    Dim salida As Single
    Dim Kp As Single
    Dim Ti As Single
    Dim Td As Single
    Dim Ki As Single
    Dim Kd As Single
    Dim referencia As Single
    Dim realimentacion As Single
    Dim delta_t As Single
    Dim numero As Double
    Dim flag As Byte

    Dim puertoCOM As String

    Dim Serie As IO.Ports.SerialPort = Nothing 'El nombre del puerto será "Serie"

    Private Sub cmdCONECTAR_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As System.EventArgs) Handles cmdCONECTAR.Click
        If cmdCONECTAR.Text = "CONECTAR" Then
            cmdSeleccionar.Visible = True
            lblFuncionamiento.Visible = False
            puertoCOM = cmbCOM.SelectedItem 'Tomar el puerto seleccionado en el cmbCOM y guardarlo en la variable puertoCOM
            shpONOFF.FillColor = Color.GreenYellow 'Colocar color verde (shpONOFF) cuando el puerto está conectado
            Serie = My.Computer.Ports.OpenSerialPort(puertoCOM) 'Establece puerto serie COM-X y lo abre
            cmdCONECTAR.Text = "DESCONECTAR" 'Reemplaza CONECTAR por DESCONECTAR
        Else
            If cmdCONECTAR.Text = "DESCONECTAR" Then
                Timer1.Enabled = False 'Deshabilita TIMER1
                Timer2.Enabled = False 'Deshabilita TIMER2
                cmdSeleccionar.Visible = False
                lblFuncionamiento.Visible = False
                Serie.WriteLine("D") 'Envía por el PS el caracter "D" para iniciar conversion DAC
                Serie.WriteLine("0") 'Envía por el PS el dato "0" para inicializar DAC=0
                shpONOFF.FillColor = Color.Silver 'Colocar color plomo (shpONOFF) cuando el puerto está desconectado
            End If
        End If
    End Sub
End Class
```



```

Serie.Close() 'Cerrar el puerto
cmdCONECTAR.Text = "CONECTAR" 'Reemplazar DESCONECTAR por CONECTAR
cmbDELTA.Enabled = True 'El intervalo de muestreo es habilitado
End If
End If
End Sub
Private Sub cmdSeleccionar_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles cmdSeleccionar.Click
If cmdSeleccionar.Text = "CONTROL PID" Then
cmdSeleccionar.Text = "LAZO ABIERTO" 'Reemplazar CONTROL PID por LAZO
ABIERTO
lblFuncionamiento.Visible = True
lblFuncionamiento.Text = "Control PID"
lbl1.Visible = True
lbl2.Visible = True
lbl3.Visible = True
lbl4.Visible = True
lbl5.Visible = True
lbl6.Visible = True
lbl7.Visible = True
lbl8.Visible = True
lbl9.Visible = True
lbl10.Visible = True
lbl11.Visible = True
lbl12.Visible = True
lblKp.Visible = True
lblKi.Visible = True
lblKd.Visible = True
lblProporcional.Visible = True 'Mostrar todas la etiquetas que
conciernen al CONTROL PID
lblIntegral.Visible = True
lblDerivada.Visible = True
txtKp.Visible = True
txtTi.Visible = True
txtTd.Visible = True
PictureBox2.Visible = True
Label8.Text = "Realimentación"
Label4.Text = "Salida PID"
integral = 0
derivada = 0
salida = 0
'Timer1.Interval = Val(txtDELTA.Text) 'Se establece el intervalo del
TIMER en funcion del txtDELTA
Timer1.Interval = Val(cmbDELTA.SelectedItem)
Timer1.Enabled = True 'Habilitar el TIMER1
Timer2.Enabled = False 'Deshabilitar el TIMER2
cmbDELTA.Enabled = False 'Para evitar que el intervalo de muestreo sea
modificado durante la operación

Else
If cmdSeleccionar.Text = "LAZO ABIERTO" Then
Timer1.Enabled = False 'Deshabilitar el TIMER1
cmdSeleccionar.Text = "CONTROL PID" 'Reemplazar LAZO ABIERTO por
CONTROL PID
lblFuncionamiento.Visible = True
lblFuncionamiento.Text = "Lazo abierto"
Label8.Text = "Estado planta"
Label4.Text = "Salida"
'Timer2.Interval = Val(txtDELTA.Text) 'Se establece el intervalo del
TIMER en funcion del txtDELTA
Timer2.Interval = Val(cmbDELTA.SelectedItem)
Timer2.Enabled = True 'Habilitar el TIMER2
cmbDELTA.Enabled = False 'Para evitar que el intervalo de muestreo
sea modificado durante la operación

```




```
lblProporcional.Visible = False
lblIntegral.Visible = False
lblDerivada.Visible = False
lbl1.Visible = False
lbl2.Visible = False
lbl3.Visible = False
lbl4.Visible = False
lbl5.Visible = False
lbl6.Visible = False 'Ocultar todas la etiquetas que conciernen al
CONTROL PID
lbl7.Visible = False
lbl8.Visible = False
lbl9.Visible = False
lbl10.Visible = False
lbl11.Visible = False
lbl12.Visible = False
lblKp.Visible = False
lblKi.Visible = False
lblKd.Visible = False
txtKp.Visible = False
txtTi.Visible = False
txtTd.Visible = False
PictureBox2.Visible = False

End If
End If

End Sub
Private Sub cmdSALIR_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles cmdSALIR.Click
    Beep()
End
End Sub
Private Sub Timer1_Tick(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles Timer1.Tick

    Serie.Write("D") 'Envía por el PS el caracter "D" para iniciar
conversion DAC
    Serie.WriteLine(Str(salida)) 'Envía por el PS el dato de la salida PID
para que sea convertido por el DAC

    If flag = 1 Then
        referencia = nudREFERENCIA.Value 'Para obedecer al botón de comando
ESCALON/Referencia
    End If

    delta_t = Val(cmbDELTA.SelectedItem) / 1000
    Kp = Val(txtKp.Text)

    If Val(txtTi.Text) > 0 Then
        Ti = Val(txtTi.Text) 'Cada vez que se ingrese 0, por defecto
se coloca en 1(Para evitar desbordamiento)
    Else
        Ti = 1
    End If

    Ki = Kp / Ti

    If txtTi.Text = "infinito" Then 'Al ingresar la palabra "infinito" la
ganancia integral se hace "0"
        Ki = 0
    End If

    Td = Val(txtTd.Text)
    Kd = Kp * Td
```



```
error_actual = referencia - realimentacion

proporcional = error_actual

If (proporcional > 255) Then
    proporcional = 255                'PROPORCIONAL ANTI-WINDUP
End If

If (proporcional < -255) Then
    proporcional = -255
End If

integral = integral + (error_actual) * delta_t

If (integral > 255) Then
    integral = 255                    'INTEGRAL ANTI-WINDUP
End If

If (integral < -255) Then
    integral = -255
End If

derivada = (error_actual - error_previo) / delta_t
If (derivada > 255) Then
    derivada = 255                    'DERIVADA ANTI-WINDUP
End If
If (derivada < -255) Then
    derivada = -255
End If

salida = Kp * proporcional + Ki * integral + Kd * derivada

If (salida > 255) Then
    salida = 255                      'SALIDA ANTI-WINDUP
End If
If (salida < 0) Then
    salida = 0
End If

error_previo = error_actual

Serie.Write("A")                    'Envía por el PS el caracter "A" para iniciar
conversion ADC
realimentacion = Val(Serie.ReadExisting()) 'Leer el PS y su valor
numerico guardar en la variable realimentacion

lblKp.Text = Str(Kp)
lblKd.Text = Str(Kd)
lblKi.Text = Str(Ki)
lblProporcional.Text = Str(proporcional)
lblDerivada.Text = Str(derivada)
lblIntegral.Text = Str(integral)
lblPIDOUT.Text = Str(Int(salida))
lblREALIMENTACION.Text = Str(realimentacion)
lblError.Text = Str(error_actual)

End Sub

Private Sub Form1_Load(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles MyBase.Load

    error_previo = 0
    integral = 0
    realimentacion = 0
```



```
salida = 0
cmdSeleccionar.Visible = False
lblFuncionamiento.Visible = False
referencia = 0
flag = 1 'Para iniciar la casilla REFERENCIA

End Sub

Private Sub Timer2_Tick(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles Timer2.Tick

    If flag = 1 Then
        referencia = nudREFERENCIA.Value 'Para obedecer al botón de comando
        ESCALON/Referencia
    End If

    Serie.Write("D") 'Envía por el PS el caracter "D" para
    iniciar conversion DAC
    Serie.WriteLine(Str(referencia)) 'Envía por el PS el dato "referencia"

    Serie.Write("A") 'Envía por el PS el caracter "A" para iniciar
    conversion ADC

    realimentacion = Val(Serie.ReadExisting()) 'Leer el PS y su valor numerico
    guardar en la variable realimentacion

    error_actual = referencia - realimentacion

    lblPIDOUT.Text = Str(referencia)
    lblREALIMENTACION.Text = Str(realimentacion)
    lblError.Text = Str(error_actual)
End Sub

Private Sub cmdESCALON_Click(ByVal sender As System.Object, ByVal e As
System.EventArgs) Handles cmdESCALON.Click
    If cmdESCALON.Text = "Aplicar Escalón" Then
        lblOP.Text = "Escalón"
        cmdESCALON.Text = "Referencia"
        flag = 0 'Para aplicar escalón (referencia) cuando se pulse el botón
        referencia = nudREFERENCIA.Value

    Else
        If cmdESCALON.Text = "Referencia" Then
            cmdESCALON.Text = "Aplicar Escalón"
            lblOP.Text = "Referencia"
            flag = 1 'Para aplicar la referencia en tiempo real
        End If
    End If

End Sub

End Sub
End Class
```



A.2.5. Control PID discreto PIC 16F876.

MicroCode Studio CONTROL_PID_PC_PIC.pbp

```
*****
'* Name      : PROTOCOLO DE PRUEBAS PIC-PC          *
'* Author    : DANNY VINICIO OCHOA CORREA          *
'* Notice    : Copyright (c) 2010                  *
'*           : All Rights Reserved                 *
'* Date      : 17/02/2010                           *
'* Version   : 1.0                                   *
'* Notes     :                                       *
'*           :                                       *
*****
INCLUDE "modedefs.bas"          'MODO DE COMUNICACION SERIAL

DEFINE OSC 20                    'SE DEFINE OSCILADOR EXTERNO DE 20MHZ

'=====
'CONFIGURACION ADC Y PUERTOS
'=====

TRISA=%1          'SE CONFIGURA EL PUERTO A.0 COMO ENTRADA
ADCON1=%00001110 'EL PUERTO A.0 ES CONVERTOR A/D LOS DEMÁS SON DIGITALES
Trisb=0           'TODOS LOS PINES DEL PUERTO B SON DE SALIDA
portb=%00000000  'ENCERAR EL PUERTO B

ADCON0=%10000001 'CONFIGURANDO EL CANAL 0 PARA LA CONVERSIÓN A FOSC/32
PAUSEUS 50        'ESPERA PARA CONFIGURAR EL CANAL

ledok VAR porta.5 'DECLARANDO VARIABLES Y CAMBIANDO DE NOMBRE AL PIN A.5
datopc VAR WORD
datoadc VAR WORD  'DATO CONVERTIDO POR EL ADC
datodac VAR WORD  'DATO A CONVERTIR POR EL DAC
datodacnum VAR WORD
n VAR BYTE

datoadc=0         'CONDICION INICIAL DE VARIABLES DE CONEXION
datodac=0

'=====
'TEST DE FUNCIONAMIENTO PIC
'=====
    FOR n=1 to 3
        HIGH ledok:PAUSE 100    'LED PARPADEA 3 VECES PARA INDICAR FUNCIONAMIENTO
        LOW ledok:PAUSE 100
    NEXT

'=====
'PROGRAMA PRINCIPAL
'=====
loop:
SERIN portc.7,T9600,datopc 'ESPERAR INSTRUCCION DEL PC (PUERTO C.7)

IF datopc="A" THEN
GOSUB leer_adc          'SI LA PC ENVIA "A" LEER ADC
ENDIF

IF datopc="D" THEN
GOSUB escribir_dac     'SI LA PC ENVIA "D" ESCRIBIR DAC
ENDIF

GOTO loop

'-----
'LECTURA DEL ADC
'-----
leer_adc:

SEROUT portc.6,T9600,[#datoadc] 'ENVIAR EL DATO CONVERTIDO HACIA LA PC
ADCON0.2=1                  'INICIAR CONVERSIÓN
PAUSEUS 50                   'ESPERA PARA CONVERSIÓN
HIGH ledok
PAUSE 1                      'parpadea led cada que se hace una conversión
LOW ledok
PAUSE 1
```



```
datoadc=ADRESH          'LEER DATO CONVERTIDO Y GUARDAR EN datoadc

RETURN
'-----
'ESCRITURA EN EL DAC
'-----
escribir_dac:

SERIN2 portc.7,84,[DEC3 datodacnum]
'Recibe dato de la PC a una velocidad de 9600 Baudios no invertido(84)
'el dato recibido es decimal de 3 digitos y se guarda en la variable datodacnum

portb=datodacnum      'DATO DIGITAL A CONVERTIR (R-2R) SALE POR EL PUERTO B

RETURN

END
```