

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA APERTURA DE
CRÁNEO (CRANEÓTOMO)

JUAN CARLOS HERNÁNDEZ
WILLIAM JAVIER ROSERO

UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA, DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2014

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA APERTURA DE
CRÁNEO (CRANEÓTOMO)

JUAN CARLOS HERNÁNDEZ
WILLIAM JAVIER ROSERO

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar el título de
Ingeniero Electrónico

Director del Proyecto:
MSC. Jaime Ruiz

UNIVERSIDAD DE NARIÑO
FACULTAD DE INGENIERÍA, DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
INGENIERÍA ELECTRÓNICA
SAN JUAN DE PASTO
2014

NOTA DE RESPONSABILIDAD

“Las ideas y conclusiones aportadas en el proyecto de grado son responsabilidad exclusiva de sus autores”.

Artículo Primero del Acuerdo No. 324 de octubre 11 de 1966, emanado del Honorable Concejo Directivo de la Universidad de Nariño.

Nota de aceptación:

Firma del jurado

Firma del jurado

San Juan de Pasto, Mayo de 2014

El primer autor:

“A Dios por guiarme en todo momento y darme el mejor de los regalos...la vida”.

“A mi madre María del Carmen Pozos por el esfuerzo, paciencia, amor, motivación y constante apoyo en la realización de mis metas”

“A mi hermano Andrés Camilo Pozos por ser parte de mi vida, te quiero tanto que realmente no hay palabras que logren expresarlo”

Esto es para ustedes con todo mi corazón.

El Segundo autor:

“A Dios Padre quien es mi guía y a su Hijo Jesucristo quien es mi señor y salvador”

“A mi madre María Consuelo Vargas quien me ha dado todo su amor y apoyo para realizar mis sueños”

“A mis hermanas Martha Emilcen Rosero y Jackeline Bibiana Rosero quienes me comprenden y me motivan a continuar”

“A mi tía Lilia del Carmen Quiñonez quien ha cuidado de mi como una segunda madre. Dios les bendiga”

AGRADECIMIENTOS

A Dios nuestro creador por ayudarnos en todo nuestro proceso de formación, siendo su amor la fuente de energía para alcanzar nuestras metas.

Al Ing. Jaime Ruíz, Director del trabajo de grado, por su orientación, atención y apoyo para realizar este proyecto.

A la Universidad de Nariño, que como institución de carácter público, nos brindó las herramientas necesarias en la disciplina de la ingeniería y la oportunidad de alcanzar un grado profesional.

A los Neurocirujanos Dr. Juan Carlos Rosero, Dr. Luis Fernando Casanova e Ing. Adrián Hidalgo por su confianza y comentarios.

A la Ing. Luz Marina Taramuel y Abogada Jackeline Bibiana Rosero por su cooperación desinteresada al brindarnos apoyo económico, que Dios las bendiga.

Al Ing. Javier Chamorro docente del Servicio Nacional de Aprendizaje SENA, por su colaboración en el desarrollo de este trabajo de grado.

Al joven Nicolás Burbano quien realizo la maquinización del prototipo DIPAC

Finalmente a todos nuestros familiares y amigos quienes nos acompañaron o participaron en la realización de éste proyecto.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCION.....	29
1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.....	31
1.1 Planteamiento.....	31
1.2 Formulación.....	31
1.3 Sistematización.....	32
1.4 Objetivos.....	32
1.4.1 Objetivo general.....	32
1.4.2 Objetivos específicos.....	32
2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA.....	33
3 MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA (CC).....	35
3.1 Modelo matemático del motor cc.....	35
3.2 Métodos de obtención de modelos matemáticos.....	35
3.3 Modelo del motor de CC con carga.....	36

3.4	Ecuaciones en el tiempo.....	36
3.5	Función de transferencia.....	37
4	MOTORES CC SIN ESCOBILLAS (BRUSHLESS DC MOTORS).....	42
4.1	Principio de funcionamiento.....	44
5	MODELO MATEMÁTICO DE UN TÍPICO MOTOR BLDC.....	49
5.1	Maxon BLDC Motor.....	51
5.1.1	Maxon EC 22 Ø22 mm, Brushless, 100 Watt.....	51
6	MODELO MATEMÁTICO DEL MOTOR BLDC MAXON.....	52
6.1	Análisis en lazo abierto y cerrado del modelo EC 22 Ø 22 mm, 100 w Maxon motor	54
6.1.1	Sistema De Control.....	54
6.1.2	Parámetros del motor.....	54
6.1.3	Análisis de lazo abierto utilizando MATLAB m-file.....	54
6.1.4	Simulación del motor en lazo cerrado sin carga.....	55
6.2	Controlador PID.....	55
6.2.1	Funcionamiento.....	56

6.3	Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID.....	57
6.3.1	Método de sintonía control Proporcional de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N)	59
6.3.2	Método de sintonía control Proporcional - Integral de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N)	61
6.3.3	Método de sintonía control Proporcional – Integral – Derivativo de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N)	63
6.4	Simulación del motor en lazo cerrado con carga mediante el criterio de estabilidad de Routh Hurwitz	65
6.4.1	Estabilidad, respuesta transitoria y error en estado estacionario.....	67
6.5	Criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz (RH).....	68
6.6	Clasificación de los sistemas de control.....	68
6.7	Método de sintonía control Proporcional con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz	69
6.7.1	Análisis de estabilidad del controlador Proporcional.....	71
6.8	Método de sintonía control Proporcional – Integral con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz.....	73
6.8.1	Análisis de estabilidad del controlador Proporcional – Integral.....	75
6.9	Método de sintonía control Proporcional – Integral – Derivativo con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz	76

6.9.1	Análisis de estabilidad del controlador Proporcional – Integral– Derivativo.....	78
6.9.1.1	Pruebas de simulación del controlador PID.....	80
6.9.1.2	PID aplicado a la planta a una entrada rampa periódica y seno.....	83
7	IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DE PROCESO.....	84
7.1	Hardware del controlador de proceso.....	85
7.1.1	Circuito de alimentación.....	85
7.1.2	Circuito de oscilación y reinicio.....	86
7.2	Programación del firmware del controlador de proceso.....	87
7.3	Programación del algoritmo de control.....	90
8	INTERFAZ DE USUARIO.....	92
8.1	Funcionamiento de la interfaz de usuario.....	92
8.1.1	Interacción con el usuario.....	92
8.1.2	Implementación de la interfaz de usuario.....	92
8.1.3	Periféricos de entrada y salida.....	94
8.2	Controlador de interfaz de usuario.....	94

8.2.1	Hardware de controlador de interfaz de usuario.....	94
8.2.2	Programación del controlador de interfaz de usuario.....	95
9	ACTUADOR, SENSOR Y FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL PROCESO	98
9.1	Control voltaje/frecuencia a motor de inducción trifásico usando control trapezoidal	98
9.2	Implementación variador de frecuencia (prototipo experimental).....	100
9.2.1	Determinación de los elementos a emplear.....	101
9.2.2	Puente rectificador.....	101
9.2.3	Mosfet de Potencia.....	101
9.2.4	Driver.....	103
9.3	Construcción de etapas del inversor.....	105
9.3.1	Etapas de potencia.....	105
9.4	Sensor de velocidad.....	107
9.4.1	Convertor digital a análogo (DAC0808).....	108
9.4.2	Sensores de efecto Hall.....	109
9.5	Etapas digitales.....	110

9.5.1	Ecuación del controlador discreta.....	110
9.6	Fuente de bajo poder.....	110
9.7	Fuente conmutada.....	112
10	IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL..... Y DEL PROTOTIPO DIPAC	113
10.1	Construcción de la planta para la emulación.....	113
10.2	Diseño del prototipo DIPAC en Autodesk Inventor.....	116
10.2.1	Material DIPAC.....	116
10.2.2	Maquinización DIPAC.....	118
10.2.2.1	Torno CNC.....	119
11	PRUEBAS Y RESULTADOS.....	120
11.1	Respuesta de los sensores HALL y de la salida del inversor.....	120
11.2	Pruebas de corte.....	123
11.2.1	El sistema DIPAC.....	123
11.2.2	Pruebas en materiales inertes.....	124
11.2.3	Pruebas en cadáver.....	124

12	ANALISIS DE LOS RESULTADOS	126
13	CONCLUSIONES	128
14	TRABAJO FUTURO	129
15	RECOMENDACIONES	130
	BIBLIOGRAFIA.....	131
	ANEXOS	135

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.	Parámetros del motor.....	40
Tabla 2.	Parámetros del motor en función de τ_m y τ_e	41
Tabla 3.	Diferencias entre motores <i>Brushless</i> y motores <i>brushed</i>	43
Tabla 4.	Diferencias entre motores <i>Brushless</i> y motores AC inducción.....	44
Tabla 5.	Activación de los drivers del motor según el orden de los sensores <i>Hall</i> , para la configuración de giro horario de acuerdo a la figura 4	47
Tabla 6.	Activación de los drivers del motor según el orden de los sensores <i>Hall</i> , para la configuración de giro antihorario de acuerdo a la figura 4	47
Tabla 7.	Parámetros del motor BLDC.....	51
Tabla 8.	Regla de sintonización de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón de la planta	58
Tabla 9.	Características Control P (Z&N).....	61
Tabla 10.	Parámetros Obtenidos Control PI (Z&N).....	62
Tabla 11.	Parámetros Obtenidos Control PID (Z&N)	65
Tabla 12.	Tabulación de Routh, control P.....	71
Tabla 13.	Tabulación de Routh, control PI.....	75

Tabla 14.	Tabulación de Routh, control PID.....	78
Tabla 15.	Comparación cuantitativa de la respuesta transitoria de la planta según los controladores a una entrada escalón unitario	82
Tabla 16.	Comparación de los motores BLDC y PMSM.....	98
Tabla 17.	Características de desempeño del Prototipo DIPAC material, perímetro y velocidad de corte	124
Tabla 18.	Prueba de Craneotomía en cadáver	125
Tabla 19.	Características de desempeño del sistema THE PAT	126

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.	Diagrama de bloques del controlador.....	34
Figura 2.	Circuito equivalente de un motor cc típico con carga.....	36
Figura 3.	Señales de los sensores de efecto Hall con respecto al voltaje de entrada	46
Figura 4.	Secuencia de activación de los devanados en función de las entradas de los sensores de efecto Hall	47
Figura 5.	Diagrama esquemático del motor Brushless DC.....	49
Figura 6.	Respuesta al Escalón (Lazo Abierto).....	55
Figura 7.	Diagrama de bloques de un controlador PID.....	56
Figura 8.	Respuesta escalón unitario de una planta.....	58
Figura 9.	Curva de respuesta con forma de S.....	58
Figura 10.	Diagrama a bloques del controlador proporcional.....	59
Figura 11.	Sintonización (Z&N).....	60
Figura 12.	Control Proporcional (Z&N).....	60
Figura 13.	Diagrama a bloques del controlador Proporcional – Integral.....	61
Figura 14.	Control Proporcional – Integral (Z&N).....	62

Figura 15.	Diagrama a bloques del controlador Proporcional – Integral – Derivativo	63
Figura 16.	Parámetros Obtenidos Control PID (Z&N).....	64
Figura 17.	Sistemas de control en lazo cerrado.....	65
Figura 18.	Sistemas de control en lazo cerrado simplificado.....	66
Figura 19.	Diagrama del control P del motor.....	69
Figura 20.	Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado.....	70
Figura 21.	Diagrama en simulink del control P aplicado al motor.....	72
Figura 22.	Respuesta del control P aplicado al motor.....	73
Figura 23.	Diagrama del control PI del motor.....	73
Figura 24.	Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado.....	74
Figura 25.	Diagrama en simulink del control PI aplicado al motor.....	76
Figura 26.	Gráfica de salida del sistema PI.....	76
Figura 27.	Diagrama del control PID del motor.....	77
Figura 28.	Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado.....	77
Figura 29.	Diagrama en simulink del control PID aplicado al motor.....	79

Figura 30.	Gráfica de salida del sistema PID.....	80
Figura 31.	Respuesta de la planta con controlador PID a una entrada escalón unitario periódico	81
Figura 32.	Comparación de las respuestas de la planta según los controladores aplicados	82
Figura 33.	Respuesta de la planta a una entrada Seno con un controlador PID	83
Figura 34.	Respuesta de la planta a una entrada rampa periódica con un controlador PID	83
Figura 35.	Diagrama de bloques del controlador de proceso.....	84
Figura 36.	Circuito auxiliar de alimentación con regulador LM7805.....	86
Figura 37.	Circuito de oscilación y de reinicio.....	86
Figura 38.	Circuito del controlador de proceso.....	87
Figura 39.	Diagrama de bloques del control PID.....	88
Figura 40.	Diagrama de bloques de interfaz de usuario.....	93
Figura 41.	Circuito del controlador de interfaz.....	95
Figura 42.	Cuadro de niveles de programación.....	96
Figura 43.	Formas de onda eléctrica en la segunda fase de Operación y rizado del par	100

Figura 44.	Diagrama de bloques del circuito experimental.....	100
Figura 45.	Símbolo del transistor mosfet NPN.....	101
Figura 46.	Símbolo del transistor mosfet PNP.....	102
Figura 47.	Conexión típica del driver TC4469.....	104
Figura 48.	Red resistencia-diodo.....	105
Figura 49.	Diagrama de bloques de fuente de potencia.....	105
Figura 50.	Esquema del puente inversor conformado por 6 transistores.....	106
Figura 51.	Disparos en el puente inversor.....	107
Figura 52.	Conexión convertidor DAC0808.....	108
Figura 53.	Sensor de efecto Hall.....	109
Figura 54.	Sensor Hall cuadratura.....	109
Figura 55.	Esquema de fuente de voltaje de bajo poder, +5V y +12V.....	111
Figura 56.	Esquema de fuente de voltaje dual de +12V y -12V.....	111
Figura 57.	Circuito de implementación del controlador aplicado al control de velocidad de motores BLCD	113
Figura 58.	Circuito Driver TC4469.....	114

Figura 59.	Circuito inversor trifásico.....	115
Figura 60.	Torno.....	118
Figura 61.	Torno CNC.....	119
Figura 62.	Forma de onda de los sensores de efecto HALL A, B y C.....	120
Figura 63.	Forma de onda de la emulación onda de los sensores de efecto HALL A y B	121
Figura 64.	Forma de onda experimental de los sensores de efecto HALL A y B	121
Figura 65.	Salidas del inversor trifásico.....	122
Figura 66.	Salidas A y B experimentales del inversor trifásico.....	122
Figura 67.	Salidas A y B experimentales del inversor trifásico.....	123
Figura 68.	Sistema THE PAT vs DIPAC.....	126

ANEXOS

ANEXO A.	<i>lazoabierto.m</i>	135
ANEXO B.	<i>lazocerradop.m</i>	136
ANEXO C.	<i>lazocerradopi.m</i>	138
ANEXO D.	<i>lazocerradopid.m</i>	140
ANEXO E.	<i>lazocerradopidrh.m</i>	142
ANEXO F.	Código rutina interfaz de usuario.....	144
ANEXO G.	Macro de Rutina Principal.....	148
ANEXO H.	Macro PID.....	149
ANEXO I.	Macro de Conmutación y Timer 0.....	152
ANEXO J.	Esquemático del controlador de proceso.....	158
	Circuito impreso del controlador de proceso.....	159
	Componentes del circuito impreso del controlador de proceso.....	160
ANEXO K.	Esquemático del inversor trifásico.....	161
	Esquemático fuentes +5V y +12V.....	162
	Circuito impreso del inversor trifásico y fuentes +5V y 12V.....	163
	Componentes del circuito impreso del inversor trifásico y fuentes +5V y 12V	164
ANEXO L.	Esquemático fuentes +5V y 12V.....	165
	Circuito impreso fuentes +5V y 12V.....	165
	Componentes del circuito impreso fuentes +5V y 12V.....	165
ANEXO M.	Esquemático interfaz de usuario.....	166
	Circuito impreso de la interfaz de usuario.....	167
	Componentes del circuito impreso de la interfaz de usuario.....	168
ANEXO N.	Planos Accesorios.....	169
	Planos Carcasa.....	170

ANEXO O.	IMÁGENES AUTODESK DIPAC 3D.....	171
	Corte Transversal Carcasa 3D.....	172
	Corte Transversal Carcasa y Brushless 3D.....	173
	Corte Transversal Acople 3D.....	174
	Corte Transversal Acople y Broca 3D.....	175
	Motor Brushless, Conector, Acople y Broca 3D.....	176
	Motor Brushless, Conector, Casquillo y Broca 3D.....	177
	Motor Brushless, Carcasa, Casquillo y Broca 3D.....	178
	Motor Brushless, Carcasa 2, Casquillo y Broca 3D.....	179
	Carcasa, Craneótomo y Broca 3D.....	180
	Carcasa, Craneótomo y Broca 3D.....	181
	Carcasa, Accesorio Corto 3D.....	182
	Carcasa, Accesorio Largo 3D.....	183
	Vista posterior DIPAC 3D.....	184
	Craneótomo DIPAC 3D.....	185
ANEXO P.	Prototipo DIPAC y Motor DC Brushless.....	186
ANEXO Q.	Pruebas de corte en huesos.....	187
	Corte transversal en hueso temporal.....	188
	Corte longitudinal en hueso de costilla humana.....	189
	Corte transversal en hueso de costilla humana.....	190
	Corte transversal en costilla de res.....	191
	Corte transversal en hueso de cerdo.....	191
	Corte longitudinal en hueso de cerdo.....	192
	Hueso de pollo.....	192
	Corte de trepanación en hueso Parietal	193
	Corte transversal en hueso Parietal	193
ANEXO R.	Pruebas de corte en cadáver.....	194
	Vista superior de cadáver.....	194
	Vista de área a cortar.....	195
	Prueba de perforación de área a cortar.....	196
	Resultado de la prueba de perforación de área a cortar.....	197
	Prueba de corte con sistema DIPAC.....	198
	Resultado de la prueba de corte con sistema DIPAC.....	199
ANEXO S.	Manual de instrucciones del prototipo DIPAC. (Archivo anexo en CD)	

GLOSARIO

SEÑAL DE SALIDA: cantidad o condición que se mide y controla (posición, velocidad, presión, temperatura, etc.). También denominada variable controlada.

SEÑAL DE REFERENCIA: valor que se desea que alcance la señal de salida.

ERROR: diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida real.

SEÑAL ANALÓGICA: señal definida en un intervalo continuo de tiempo cuya amplitud puede adoptar un intervalo continuo de valores.

SEÑAL DIGITAL: señal en tiempo discreto con amplitud cuantificada.

PLANTA: cualquier objeto físico que se desea controlar.

PROCESO: operación artificial y voluntaria progresiva que consiste en una serie de acciones o movimientos controlados sistemáticamente dirigidos hacia un resultado o propósito determinados.

SISTEMA: combinación de componentes que actúan conjuntamente y cumplen un objetivo determinado. Por tanto, la palabra sistema debe interpretarse como una implicación de sistemas físicos, biológicos económicos y similares.

PERTURBACIÓN: señal que tiende a afectar adversamente el valor de salida de un sistema.

CONTROL RETROALIMENTADO: estrategia que en presencia de perturbaciones trata de reducir la diferencia entre la salida de un sistema y alguna entrada de referencia. También denominado control en lazo cerrado.

TRANSFORMADA DE LAPLACE: es la transformación en el dominio del tiempo $f(t)$ al dominio de la frecuencia compleja produciendo una función $F(s)$.

FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN SISTEMA: es la relación entre la transformada de Laplace de la señal de salida y la transformada de Laplace de la señal de referencia, suponiendo que todas las condiciones iniciales se hacen iguales a cero. En otras palabras, es una descripción entrada-salida del comportamiento de un sistema. Una función de transferencia puede definirse solamente para sistemas lineales e invariantes en el tiempo.

MODELO: imagen simplificada de una situación real en la cual las relaciones empíricas se traducen en relaciones matemáticas o lógicas entre los entes introducidos en el modelo.

A/D: conversión de una señal analógica a digital.

D/A: conversión de una señal digital a analógica.

PIC: (Peripheral interface Controller), son fabricados por la empresa MICROCHIP Technology INC. Es circuito integrado, en cuyo interior posee toda la arquitectura de un computador, esto es CPU, memorias RAM, EEPROM, y circuitos de entrada y salida.

DUAL: que reúne dos tipos de acciones de distintas pero reciprocas.

ESTATICA: estudio del sistema en equilibrio.

FIRMWARE: bloque de instrucciones de un programa para propósitos específicos, grabado en una memoria tipo ROM, que establece la lógica de más bajo nivel que controla los circuitos electrónicos de un dispositivo de cualquier tipo. Al estar integrado en la electrónica del dispositivo es en parte hardware, pero también es software, ya que proporciona lógica y se dispone en algún tipo de lenguaje de programación.

GANANCIAS: constantes que permiten variar el desempeño del controlador PID, por ejemplo: kp , ki , y kd . Que a su vez regulan la dimensión de la acción con la cual están relacionadas.

IMPLICACION: sirve para establecer una relación, o derivación entre una condición y su condicionado, o el establecimiento de una afirmación hipotética. Si las premisas son verdaderas lo es también la conclusión.

INFERENCIA: es una evaluación que realiza la mente entre conceptos. Acción o efecto de deducir o sacar una conclusión.

MOSFET: transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS (semiconductor de óxido de metal).

OFFSET: desfase o diferencia de tiempo entre dos señales similares.

ON-LINE: en línea. Acción que se refiere cuando se está ejecutando el proceso en el mismo instante.

PID: (Proporcional Integral Derivativo), mecanismo de control por realimentación que se utiliza en sistemas de control industriales, un controlador PID corrige el error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener calculándolo y luego sacando una acción correctora que puede ajustar al proceso acorde. El algoritmo de cálculo del control PID se da en tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo.

PULL-UP: se refiere a la acción de elevar la tensión de salida de un circuito lógico, desplazando el punto de trabajo.

RESET: reiniciar, ir al inicio de una lista de instrucciones que conforman un programa.

SETPOINT: valor o punto de referencia al cual se quiere igualar.

TIMER: módulo del microcontrolador que permite generar o medir periodos de tiempo en forma precisa.

TRANSITORIO: que dura un periodo de tiempo determinado finito.

MOTOR BRUSHLESS: Los motores BLDC tienen la característica de que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía.

PWM: Pulse Width Modulation) o modulación en ancho del pulso.

DIPAC: Diseño e Implementación de un Prototipo para Apertura de Cráneo

RESUMEN

Este trabajo consiste en el diseño e implementación de un prototipo para apertura de cráneo (DIPAC), mediante el control de un motor Brushless (BLDC) con sensores de efecto Hall a través un controlador PID simulado en el entorno gráfico de Matlab “Simulink” obteniendo buenos resultados, los parámetros de este controlador se obtuvieron mediante el criterio de estabilidad de Routh Hurwitz, el dispositivo se ha implementado en un microcontrolador PIC (Peripheral Interface Controller) a través del lenguaje Flow Code , donde se presentan aspectos generales de esta investigación como los antecedentes, la ubicación del problema, los objetivos, la metodología, los alcances y limitaciones.

El microcontrolador utilizado en este proyecto es el PIC16F877A para la etapa de control en lazo cerrado e interfaz hombre – instrumento.

La etapa de potencia está compuesta por dos driver CMOS TC4469 y un inversor trifásico compuesto de MOSFET'S tipo N y P.

Palabras clave: Controlador PID, Motor Brushless, Estabilidad Routh Hurwitz, Sistemas de Control, DIPAC.

ABSTRACT

This work consists on the design and the implementation of a prototype for skull opening (DIPAC), by means of the control of a motor Brushless (BLDC) with effect sensors Hall to inclination a PID controller simulated in the graphic environment of Matlab "Simulink" obtaining good results, these controller's parameters were obtained by means of the approach of stability of Routh Hurtwiz, the device has been implemented in a microcontrolador PIC (Peripheral Interface Controller) through the language Flow Code, where it shows up general aspects of this investigation such as the antecedents, the location of the problem, the objectives, the methodology, the reaches and the limitations.

The microcontrolador used in this project is PIC16F877A for the control stage in closed knot and interface man -machine.

The stage of power is composed by two drivers CMOS TC4469 and a trifasic investor made up of MOSFET'S type N and P.

Key words: PID Controller, Brushless Motor, Stability Routh Hurtwiz, Control Systems, DIPAC.

INTRODUCCIÓN

A través de los años la ingeniería ha aportado valiosos conocimientos permitiendo el avance tecnológico en varios campos como la industria, las telecomunicaciones y la medicina, gracias a sus aplicaciones prácticas de diseño e implementación se ha logrado solucionar tecnológicamente problemas de gran complejidad, mejorando notablemente la calidad de vida de las personas.

Es importante resaltar que estos aportes tecnológicos aparte de optimizar los procesos productivos y de servicios reducen los costos y el tiempo de trabajo, mejorando a su vez el sistema de gestión de calidad.

La Ingeniería Electrónica al ser una ciencia multidisciplinar debido a su amplio panorama de aplicación, en el campo de la medicina ha desarrollado equipos satisfaciendo las necesidades médicas como en el área de neurocirugía con miras hacia el cuidado de la salud. Aunque se han logrado construir instrumentos como el craneótomo neumático o eléctrico que son empleados en cirugías de cráneo, estos son muy costosos para su adquisición, por lo que centros hospitalarios han recurrido a casas distribuidoras, quienes se encargan de suministrar este instrumento por la compra del kit de craneotomía.

Durante los últimos años estas cirugías se han mejorado gracias a la invención del craneótomo eléctrico, que realiza la apertura de cráneo en 3 minutos disminuyendo el sangrado del paciente y riesgo de infección, pero el gran inconveniente es el costo elevado y mantenimiento de estos equipos.

Encaminado en el contexto anterior se estudió, diseño e implemento un prototipo para apertura de cráneo (DIPAC) con materiales y piezas que se encuentran en el comercio a precios más cómodos, utilizando como principal actuador un motor BLDC EC 22 Ø 22 mm, 100 W sin escobillas que tiene acoplado un encoder (tacho MR 256IMP). Los parámetros usados en el análisis y modelo matemático del BLDC se extrajeron de la hoja de datos que es entregada por la empresa Maxon Precisión Motors, que se destaca por ser el fabricante líder mundial en motores de corriente continua y sistemas de alta precisión y calidad¹.

Para el modelo matemático se utilizó el método analítico que estudia la construcción de la planta y se aplican las leyes físicas que caracterizan a sus componentes para formular las ecuaciones que intentan aproximar el efecto que tienen las variables de entrada sobre las variables de salida en un sistema a lo largo del tiempo. Se construyen con la intención de que correspondan tan exactamente como sea posible con el mundo real, más ningún modelo puede ser jamás una réplica exacta de su contraparte real.

¹ Maxon EC Motor. EC 22 φ 22mm, Brushless, 100 watt. May 2011 edition, 151 p.

Con el fin de observar la respuesta del motor, se implementó un control de voltaje de armadura en lazo abierto. Las simulaciones del motor serie en lazo abierto se llevan a cabo mediante la utilización de un software, (MATLAB que es un ambiente de cómputo).

Una forma de controlar la posición, velocidad o par en un motor es por medio de un sistema de control en lazo abierto. Sin embargo en este tipo de sistemas la salida sigue la señal de referencia siempre y cuando, todas las variables del sistema sean constantes. Cualquier cambio en la carga o cualquier otra variable del sistema, causará una desviación en el valor deseado. Para que el motor siga a una señal de referencia, independientemente del cambio en estas variables, debe utilizarse un sistema en lazo cerrado.

En un sistema en lazo cerrado, la salida es medida, retroalimentada y comparada con la señal de referencia. Cualquier diferencia entre estas dos señales es una desviación del resultado deseado. La desviación es utilizada para corregir el error. Sin embargo, la respuesta del sistema depende del lazo cerrado y del control clásico (P, PI o PID) de un sistema lineal².

² KUO, Benjamin. Sistemas de Control Automático. 7 ed. México: Prentice Hall Hispanoamérica S.A, 1996. 898p.

1 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

1.1 Planteamiento

Las craneotomías son ventanas abiertas quirúrgicamente en el cráneo y sus cubiertas, para lograr acceso al encéfalo o al espacio epidural en pacientes con lesiones cerebrales que requieren de cirugía inmediata para aliviar el dolor o los síntomas causados por hemorragias, hematomas, tumores, quistes, hemangiomas, aneurismas, inflamaciones traumáticas y vasculares entre otras.

Todos estos traumatismos encéfalo craneano son de gravedad y con frecuencia amenazan la vida de los pacientes enfermos, por tanto, la intervención debe ser de urgencia y efectuada con gran precisión.

Hace algunos años se empleaban técnicas ortodoxas y anticuadas para este tipo de cirugías como soluciones alternativas al no contar con craneótomo eléctrico o neumático, como es la realización de varios agujeros de trépano que son orificios realizados con puntas y fresas (manuales o eléctricas) que se interconectan por la acción de una sierra de función manual (tipo “Gigli”) que es un alambre con dientes de sierra donde el cirujano usa esta herramienta para cortar el contorno del colgajo óseo, esta técnica aún se emplea de manera muy limitada en casos donde el instrumento presente fallas ya que su uso puede lesionar el cerebro y la meninges al prolongar el tiempo quirúrgico, anestésico y el sangrado, frente a los sistemas motorizados. Además requieren un esfuerzo físico significativo por parte del neurocirujano.

En la actualidad se usa el craneótomo eléctrico o neumático que permite abrir de modo preciso y rápido una pequeña ventana en el cráneo y llegar al área afectada para resolver el problema, lo que significa, entre otros beneficios, disminuir el riesgo de los pacientes al acortar el tiempo de la cirugía. Este aparato existe en el mercado y la adquisición del mismo y sus accesorios es muy elevado por lo que centros hospitalarios han recurrido a casas distribuidoras como SINANPSIS LTDA, e INSTRUMENTADORA quienes se encargan de suministrar este instrumento por la compra del kit de craneotomía.

1.2 Formulación

- ¿Es posible diseñar un prototipo para apertura de cráneo?

1.3 Sistematización

- ¿Qué ventajas ofrecería a los centros hospitalarios la adquisición de este prototipo?
- ¿De qué manera se optimizaría el funcionamiento de este prototipo?

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Diseñar un prototipo para apertura de cráneo (craneótomo) con piezas de fácil obtención en el comercio.

1.4.2 Objetivos específicos

- Recolectar y evaluar la información existente sobre instrumentos para apertura de cráneo (craneótomo Anspach *eMax 2 Plus*, *Midas Rex*, y *Medicon*).
- Verificar el diseño del prototipo en el software requerido (Proteus para simulación de circuitos y Autodesk Inventor 2013 para el modelamiento en 3D del prototipo).
- Desarrollar el prototipo que permita abrir de modo preciso y rápido una ventana en el cráneo.
- Validar la funcionalidad del prototipo mediante un plan de pruebas a realizarse única y exclusivamente en cadáveres bajo supervisión médica.

2 DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

La trepanación del cráneo es una de las técnicas neuroquirúrgicas más antiguas, usada desde la era paleolítica. La craneotomía manual ha pasado a la historia en los países desarrollados con el advenimiento de los craneótomos motorizados. Sin embargo, el alto costo de adquisición y mantenimiento de estos sistemas impide su uso regular en los países en vías de desarrollo. Los sistemas manuales prolongan el tiempo quirúrgico, anestésico y el sangrado, frente a los sistemas motorizados. Además requieren un esfuerzo físico significativo por parte del neurocirujano³.

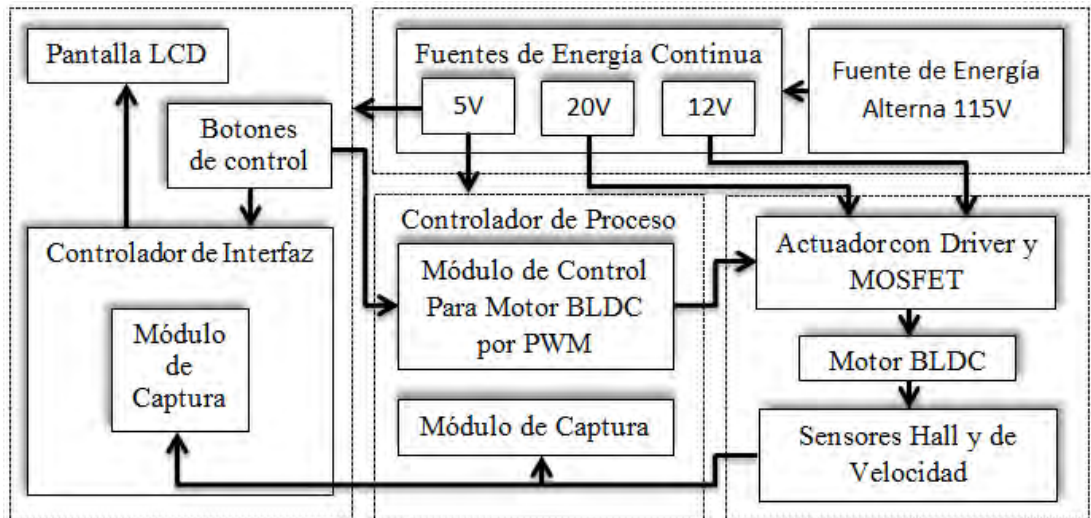
El craneótomo es un aparato que permite abrir, de modo preciso y rápido, una pequeña ventana en el cráneo. Para el diseño de este prototipo se utilizó como principal actuador un motor BLDC EC 22 Ø 22 mm, 100 W, por su alta velocidad y fuerza (torque) en el momento de corte. El sistema utiliza un lazo PID para controlar la velocidad de la carga y manejar la fuerza o torque necesaria para el motor, donde es útil tomar el valor de aceleración instantánea deseada para la carga, y agregarla a la salida del controlador PID. Esto significa que sin importar si la carga está siendo acelerada o desacelerada, una cantidad proporcional de *fuerza* está siendo manejada por el motor además del valor de realimentación del PID. El lazo del PID en esta situación usa la información de la realimentación para incrementar o decrementar la diferencia entre el setpoint y el set value. Trabajando juntos, la combinación entrada – realimentación provee un sistema más confiable y estable.

El sistema se puede describir por el diagrama de bloques de la figura 1, donde se observa que el controlador se puede dividir en 4 partes principales:

- Control del Proceso
- Interfaz de Usuario
- Fuentes de Alimentación
- Actuador, Planta y Sensor

³ HERRERA, Félix, Cruz, Wilfredo y NIETO, Tulio. Revista Médica de los Post Grados de Medicina UNAH Vol. 9 N° 3. Sistema The PAT: diseño e implementación de un craneótomo eléctrico de bajo costo. Septiembre - Diciembre 2006. 373 – 379 p. Disponible en Internet: URL: <http://www.bvs.hn/RMP/pdf/2006/pdf/Vol9-3-2006-13.pdf>

Figura 1. Diagrama de bloques del controlador



- **Controlador de proceso.** Es el dispositivo encargado de procesar la diferencia de las señales de entrada y las de salida para así generar una señal adecuada para controlar la planta.

El controlador de proceso se encarga de ejecutar dos tareas importantes, la ejecución del algoritmo del controlador PID y la conmutación de los sensores hall para generar los PWM (Pulse Width Modulation) o modulación en ancho del pulso.

- **Interfaz de usuario.** Es la encargada de interactuar con el usuario para ingresar los datos de proceso (velocidad Máxima - Mínima). Cuenta con hardware independiente basada en un microcontrolador PIC que maneja de forma sencilla la pantalla LCD (Liquid Crystal Display) o display de cristal líquido, como también la velocidad y giro del motor BLDC.
- **Fuentes de alimentación.** La fuente provee la energía a los componentes del sistema, para ello se empleó 4 tipos de voltaje +5V, +12V, -12V y +18V.
- **Actuador.** Es el dispositivo que convierte la señal de salida del controlador en otra señal, la cual es aplicada a la planta o proceso, en la mayoría de los casos es de mayor potencia.
- **Planta.** Es el objeto que se desea controlar (Motor BLDC).
- **Sensor.** Permite conocer al controlador el momento correcto para conmutar y mide la velocidad de la planta del motor BLDC.

3 MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA (CC)

Estos sistemas electromecánicos son ampliamente utilizados en la industria. La mayoría de las aplicaciones basadas en el posicionamiento de una herramienta o de un objeto en general, emplean accionamientos basados en motores de corriente continua CC. No se suelen emplear los motores de corriente alterna para estas tareas por ser más robustos y con menor volumen con relación al par desarrollado, son más difíciles de gobernar, especialmente en posición⁴.

Además, en la evolución de los motores eléctricos de CC se han construido los rotores sin hierro, cuya prestación supone tener un momento de inercia equivalente muy bajo, mejorando su comportamiento dinámico. Esta característica supone tiempos muy cortos en alcanzar el régimen permanente. Este beneficio lo ha hecho ideal en aplicaciones de control de unidades de cinta, discos, máquinas herramientas, robótica, etc.

3.1 Modelo matemático del motor cc

Un modelo matemático es un conjunto de ecuaciones que intentan aproximar el efecto que tienen las variables de entrada sobre las variables de salida en un sistema a lo largo del tiempo. Se construyen con la intención de que correspondan tan exactamente como sea posible con el mundo real, más ningún modelo puede ser jamás una réplica exacta de su contraparte real. Un modelo resulta útil en la medida de que sus propiedades corresponden con las del mundo real. Para que un modelo o concepto sea útil desde un punto de vista científico, debe ser verificable mediante la observación⁵.

El modelo siempre es una aproximación y supone un compromiso entre exactitud y sencillez.

3.2 Métodos de obtención de modelos matemáticos

- **Analítico.** Se estudia la constitución de la planta y se aplican las leyes físicas que caracterizan sus componentes para formular las ecuaciones del modelo.

⁴ MARTÍNEZ, Héctor. Análisis, modelado y simulación en computadora del motor de corriente directa tipo serie. Universidad Tecnológica de la Mixteca. 2009. 105p. Disponible en Internet: URL:

http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/10719.pdf

⁵ Baird, D. C. “Experimentación una Introducción a la teoría de mediciones y al diseño de experimentos”, Prentice-Hall. Segunda Edición. México. 1991.

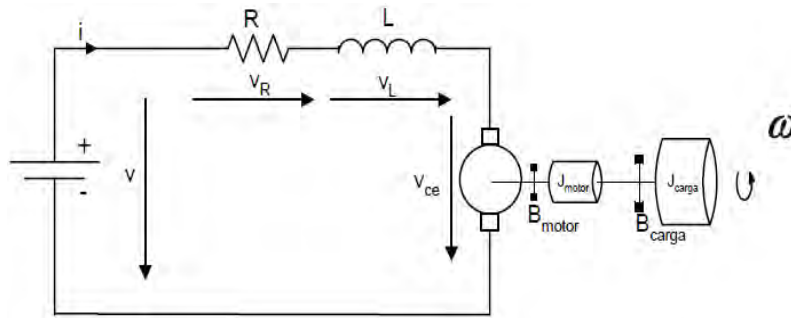
- **Experimental.** Se somete el sistema a pruebas en las variables de entrada y se observa el comportamiento de las salidas, tratando de establecer las ecuaciones que determinarían ese mismo comportamiento.

Los modelos matemáticos en el presente proyecto de grado se expresan mediante sistemas de ecuaciones diferenciales de orden n y método analítico.

3.3 Modelado del motor de CC con carga

En la Figura 2 se muestra el circuito básico de un motor de CC con carga. En este tipo de motores la armadura se modela como un circuito con resistencia de campo R en serie con una inductancia de campo L . Por su parte V_{ce} representa la fuerza contraelectromotriz generada en la armadura cuando el rotor gira.

Figura 2. Circuito equivalente de un motor cc típico con carga



3.4 Ecuaciones en el tiempo

Con referencia al circuito de la Figura 2, haciendo uso de la ley de Ohm y la ley de voltajes de Kirchoff se obtiene:

$$V = V_R + V_L + V_{ce} \quad (3.1)$$

$$V = R.i + L.\frac{di}{dt} + V_{ce} \quad (3.2)$$

Reacomodando términos.

$$V_{ce} = -R.i - L.\frac{di}{dt} + V \quad (3.3)$$

Donde,

V = Fuente de Voltaje CC
 i = Corriente de armadura

La ecuación (3.4) describe el modelado matemático del sistema mecánico del motor, el par T_m produce la velocidad angular W_m y el desplazamiento θ_m .

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{T_m}{J_m} - \frac{T_L}{J_m} - \frac{B_m}{J_m} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \quad (3.4)$$

Multiplicando por J_m ambos lados la ecuación (3.4) el resultado es:

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = T_m - T_L - B_m \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \quad (3.5)$$

La fuerza contraelectromotriz está dada por la siguiente ecuación.

$$V_{Ce} = K_e \frac{d\theta_m}{dt} = K_b W_m \quad (3.6)$$

El par desarrollado por el motor es:

$$T_m = K_j i \quad (3.7)$$

3.5 Función de transferencia

Aplicándole la transformada de Laplace a la ecuación (3.2), y considerando las condiciones iniciales igual a cero se tiene.

$$V(S) = R \cdot i(S) + L \cdot S i(S) + V_{Ce}(S) \quad (3.8)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (3.6) el resultado es:

$$V_{Ce}(S) = K_e S \theta_m(S) \quad (3.9)$$

Factorizando y despejando $i(s)$ y sustituyendo $V_{Ce}(s)$ en la ecuación (3.8), se obtiene la ecuación (3.10) que representa la corriente de armadura del motor.

$$i(S) = \frac{V(S) - K_e S \theta_m(S)}{LS + R} \quad (3.10)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (3.4) el resultado es:

$$J_m S^2 \theta_m(S) - J_m S \theta_m(0) = T_m(S) - T_L(S) - B_m \cdot \theta_m(S) S \quad (3.11)$$

Factorizando la ecuación (3.11), el resultado es:

$$(J_m S^2 + B_m S)\theta_m(S) = T_m(S) - T_L(S) \quad (3.12)$$

Despejando θ_m , de la ecuación (3.12), se obtiene el desplazamiento angular del motor.

$$\theta_m(S) = \frac{T_m(S) - T_L(S)}{(J_m S^2 + B_m S)} \quad (3.13)$$

Aplicando la transformada de Laplace a la ecuación (3.7) el resultado es:

$$T_m(S) = K_j i(S) \quad (3.14)$$

Sustituyendo la ecuación (3.14) en la ecuación (3.12) el resultado es:

$$(J_m S^2 + B_m S)\theta_m(S) = K_j i(S) - T_L(S) \quad (3.15)$$

Sustituyendo la ecuación (3.10) en la ecuación (3.15) el resultado es:

$$(J_m S^2 + B_m S)\theta_m(S) = K_j \frac{V(S) - K_e S \theta_m(S)}{LS + R} - T_L(S) \quad (3.16)$$

Despejando $-K_e S \theta_m(S) K_j$ de la ecuación (3.16) el resultado es:

$$(J_m S^2 + B_m S)\theta_m(S) + \frac{K_e S \theta_m(S) K_j}{LS + R} = \frac{V(S) K_j}{LS + R} - T_L(S) \quad (3.17)$$

Factorizando θ_m el resultado es:

$$\left[J_m S^2 + B_m S + \frac{K_e S K_j}{LS + R} \right] \theta_m(S) = \frac{V(S) K_j}{LS + R} - T_L(S) \quad (3.18)$$

Multiplicando por $LS + R$ en ambos lados de la ecuación se obtiene.

$$\left[(J_m S^2 + B_m S)(LS + R) + K_e S K_j \right] \theta_m(S) = V(S) K_j - (T_L(S))(LS + R) \quad (3.19)$$

Sea $\delta = (J_m S^2 + B_m S)(LS + R) + K_e S K_j$ se tiene la siguiente ecuación.

$$\theta_m(S) = \frac{V(S) K_j}{\delta} - \frac{(T_L(S))(LS + R)}{\delta} \quad (3.20)$$

Despejando $V(S)$ se obtiene:

$$\frac{\theta_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j}{\delta V(S)} - \frac{(T_L(S))(LS + R)}{\delta V(S)} \quad (3.21)$$

Factorizando y reagrupando términos en la ecuación (3.21).

$$\frac{\theta_m(S)}{V(S)} = \frac{1}{\delta} \left(K_j - \frac{(T_L(S))(LS + R)}{V(S)} \right) \quad (3.22)$$

Sustituyendo el valor de δ en la ecuación (3.22).

$$\frac{\theta_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - (T_L(S))(LS + R)}{V(S)(J_m S^2 + B_m S)(LS + R) + K_e S K_j} \quad (3.23)$$

Factorizando y agrupando la ecuación (3.23) se obtiene:

$$\frac{\theta_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - (T_L(S))(LS + R)}{V(S)(J_m L)(S^3) + V(S)(B_m L + J_m R)S^2 + V(S)(B_m R + K_e K_j)S} \quad (3.24)$$

Factorizando una S .

$$\frac{\theta_m(S)S}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m L S^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \quad (3.25)$$

Aplicando la siguiente transformada de Laplace a la ecuación (3.25).

$$\frac{d\theta}{dt} = W_m(t) \quad (3.26)$$

$$S\theta_m = W_m(S) \quad (3.27)$$

Finalmente se obtiene:

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m L S^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \quad (3.28)$$

Si $T_L = 0$ N-m, la ecuación resultante sin carga es:

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{K_j}{J_m L S^2 + (B_m L + J_m R) S + (B_m R + K_e K_j)} \quad (3.29)$$

Donde,

Tabla 1. Parámetros del motor

Nombre	Parámetros	Unidades
Constante del Par	K_j	N – m / A
Inercia del Motor	J_m	Kg –m ²
Inductancia Total	L	mH
Coefficiente de fricción viscosa	B_m	N – m/ rad / s
Resistencia Total	R	Ω
Constante de fuerza contra- electromotriz	K_e	V / rad / s
Par de carga	T_L	N – m
Voltaje de entrada	V	V

Teniendo en cuenta las siguientes aproximaciones (Debido a que es un motor de alta precisión), tenemos que:

1. La constante de fricción es pequeña, es decir, K_f tiende a 0, esto implica que;

2. $J_m R \gg B_m L$

3. $K_e K_j \gg B_m R$

Los valores son despreciables puesto que se aproximan a cero, la función de transferencia se escribe finalmente como:

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{K_j}{J_m L S^2 + J_m R S + K_e K_j} \quad (3.30)$$

Se procede a realizar un arreglo matemático, para ello se multiplica a ambos lados de la ecuación (3.30) por:

$$\frac{R}{K_e K_j} \frac{1}{R} \quad (3.31)$$

Finalmente se obtiene:

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{\frac{1}{K_e}}{\frac{RJ}{K_e K_j} \frac{L}{R} S^2 + \frac{RJ}{K_e K_j} S + 1} \quad (3.32)$$

De la ecuación (3.32) se obtienen las siguientes constantes:

Constante de tiempo mecánico.

$$\tau_m = \frac{RJ}{K_e K_j} \quad (3.33)$$

Constante de tiempo eléctrico.

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad (3.34)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.33) y (3.34) en la ecuación (3.32), finalmente el resultado de nuestra función de transferencia es:

$$G(S) = \frac{\frac{1}{K_e}}{\tau_m \cdot \tau_e S^2 + \tau_m \cdot S + 1} \quad (3.35)$$

Tabla 2. Parámetros del motor en función de τ_m y τ_e

Nombre	Parámetros	Unidades
Constante de Torque Eléctrico	K_e	$\frac{V \cdot Sec}{Rad}$
Constante de Tiempo Mecánico	τ_m	Sec
Constante de Tiempo Eléctrico	τ_e	Sec

4 MOTORES CC SIN ESCOBILLAS (BRUSHLESS DC MOTORS)

Los motores de corriente continua sin escobillas (BLDC) o motores *Brushless* son uno de los tipos de motores que más popularidad ha ganado en los últimos años. Actualmente, los motores BLDC se emplean en sectores industriales tales como: Automóvil, Aeroespacial, Consumo, Médico, equipos de automatización e instrumentación⁶. Esto dado a sus numerosas ventajas frente a otro tipo de motores.

Los motores BLDC tienen la característica de que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía; en este caso, la conmutación se realiza electrónicamente. Esta propiedad elimina el gran problema que poseen los motores eléctricos convencionales con escobillas, los cuales producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, desprenden calor, son ruidosos y requieren una sustitución periódica y, por tanto, un mayor mantenimiento.

Los motores BLDC tienen muchas ventajas frente a los motores CC con escobillas y frente a los motores de inducción. Algunas de estas ventajas son:

- Mayor rendimiento (mayor duración de las baterías para la misma potencia).
- Mejor relación velocidad - par motor y rango de velocidades al no tener limitaciones mecánicas.
- Mayor respuesta dinámica
- Mayor eficiencia y por tanto una mayor vida útil.
- Menor ruido
- Mejor disipación de calor.
- Mayor rango de velocidad.

Además, la relación par motor - tamaño es mucho mayor, lo que implica que se puedan emplear en aplicaciones donde se trabaje con un espacio reducido.

En las siguientes tabla 3 y 4⁷ se puede observar y comparar con mayor facilidad, las ventajas e inconvenientes que tienen los motores *Brushless* respecto a los motores *brushed* y motores de inducción.

⁶ COTTE, Jorge y MORENO, Andrés. Diseño de control robusto de velocidad de motores Brushless para robótica aérea. Universidad Nacional, Colombia. 109 p. Disponible en Internet: URL:

<http://www.bdigital.unal.edu.co/1896/1/jorgemariocottecorredor.2010.pdf>

⁷ GARCIA, Juan. Desarrollo de un controlador para motores DC Brushless basado en CompacRIO y LabVIEW de National Instruments para el estudio de nuevos algoritmos de control. Universidad Carlos III, Madrid – España. 114p. Disponible en Internet: URL:

<http://es.scribd.com/doc/123887463/PFC-JuanMiguel-Garcia-Haro>

Tabla 3. Diferencias entre motores *Brushless* y motores *brushed*

Características	Motor DC Brushless	Motor DC Brushed
Conmutación	Conmutación electrónica basada en sensores de posición de efecto Hall	Conmutación por escobillas
Mantenimiento	Mínimo	Periódico
Curva velocidad / par	Plana. Operación a todas las velocidades con la carga definida	Media. A altas velocidades la fricción de las escobillas se incrementa, reduciendo el par
Eficiencia	Alta. Sin la caída de tensión por las escobillas	Moderada
Potencia de salida / tamaño	Alta. Menor tamaño debido a mejores características térmicas porque los bobinados están en el estator por lo que tiene una mejor disipación de calor	Baja. El calor producido en la armadura es disipado en el interior aumentando la temperatura y limitando las características
Inercia del motor	Baja debido a los imanes permanentes en el rotor	Alta. Limita las características dinámicas
Rango de velocidades	Alta, sin limitaciones mecánicas impuestas por escobillas	Bajo. El límite lo imponen las escobillas
Ruido eléctrico generado	Bajo	Arcos en las escobillas
Costes de construcción	Alto, debido a los imanes permanentes	Bajo
Control	Complejo y caro	Simple y barato
Requisitos de control	Un control es requerido siempre para mantener el motor funcionando. El mismo puede usarse para variar la velocidad	No se requiere control si no se requiere una variación de velocidad

Tabla 4. Diferencias entre motores *Brushless* y motores AC inducción

Características	Motor DC Brushless	Motor AC Inducción
Curva velocidad/par	Plana. Operación a todas las velocidades con la carga definida	No lineal. Par motor bajo a velocidades bajas
Potencia de salida/tamaño	Alta. Con los imanes permanentes en el rotor, se puede minimizar el tamaño manteniendo la misma potencia de salida	Moderada. Al tener bobinados tanto en el rotor como en el estator, la relación potencia de salida/tamaño es menor que en el motor BLDC
Inercia del motor	Baja. Buenas características dinámicas	Alta. Malas características dinámicas
Corriente de arranque	No requiere de un circuito de arranque especial	Normalmente utiliza un motor de arranque estrella-triángulo.
Requerimientos de control	Un controlador es requerido siempre para mantener el motor funcionando.	Sólo es necesario si se desea variar la velocidad.
Desfase	No se experimenta entre el estator y el rotor	El rotor funciona a una frecuencia inferior a la del estator por frecuencia de deslizamiento y por tanto se incrementa el desfase con la carga en el motor.

4.1 Principio de funcionamiento

A cada secuencia de conmutación le corresponde un estado de activación de las bobinas, de tal forma que una de los devanados tiene una tensión de alimentación positiva (corriente entra en el devanado), un segundo devanado tiene una tensión de alimentación negativo (las salidas de corriente de la bobina) y el tercero se encuentra en estado no activado. El par motor se produce debido a la interacción entre el campo magnético generado por las bobinas del estator y los imanes permanentes. Idealmente, el par máximo se produce cuando estos dos campos se encuentran a 90° uno del otro y decae a cero cuando ambos campos magnéticos se mueven juntos. A fin de mantener el motor en marcha, el campo magnético producido por las bobinas debe cambiar de posición (debe cambiar la activación y desactivación de las bobinas), de tal forma que según el movimiento del campo magnético del rotor, se actualice el campo magnético del estator. Lo que define la secuencia

de la activación de los bobinados, la cual se conoce como Six Step, "Seis Pasos de conmutación"⁸.

La figura 3 muestra un ejemplo de las señales de los sensores de efecto *Hall* con respecto al voltaje de fase. La figura 4 muestra la secuencia de conmutación que se deben seguir con respecto a los sensores *Hall*. Los números de secuencia en la figura 3 corresponden a los números indicados en la figura 4, cada 60 grados eléctricos de la rotación, uno de los sensores *Hall* cambia del estado⁹.

Teniendo en cuenta esto, se necesitan seis pasos para completar un ciclo eléctrico, sincronizadamente, con cada 60 grados eléctricos, el cambio de fase actual debe ser actualizado. Sin embargo, un ciclo eléctrico no tiene por qué corresponder a una revolución mecánica completa del rotor. El número de ciclos eléctricos que se repite para completar una rotación mecánica está determinado por los pares de polos del rotor. Para cada par de polos del rotor, un ciclo eléctrico se ha completado. Por lo tanto, el número de ciclos eléctricos entre rotaciones mecánicas es igual a los pares de polos del rotor.

Un motor DC Brushless necesita de una etapa de potencia para suministrar tensión y corriente a las bobinas del motor. Para ellos al motor BLDC se le conecta un inversor trifásico, el cual consiste entre 3 ramas inversores, con dos interruptores de potencia por cada rama. Cada uno de estos interruptores se activa en función de una señal PWM y que es distinta para cada uno. Estos inversores se explican con más detenimiento en el capítulo 9.

⁸ THEODORE, Wildi. Maquinas eléctricas y sistemas de potencia. Pearson Education, 1997, 1st edn. Cap. 4.

⁹ BROWN, Ward. Microchip Tecnologic Inc. *AN857 – Brushless DC Motor Control Made Easy*. U.S.A. 2011, 48p. Disponible en Internet: URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/cn/AppNotes/cn012037.pdf>

Figura 3. Señales de los sensores de efecto *Hall* con respecto al voltaje de fase

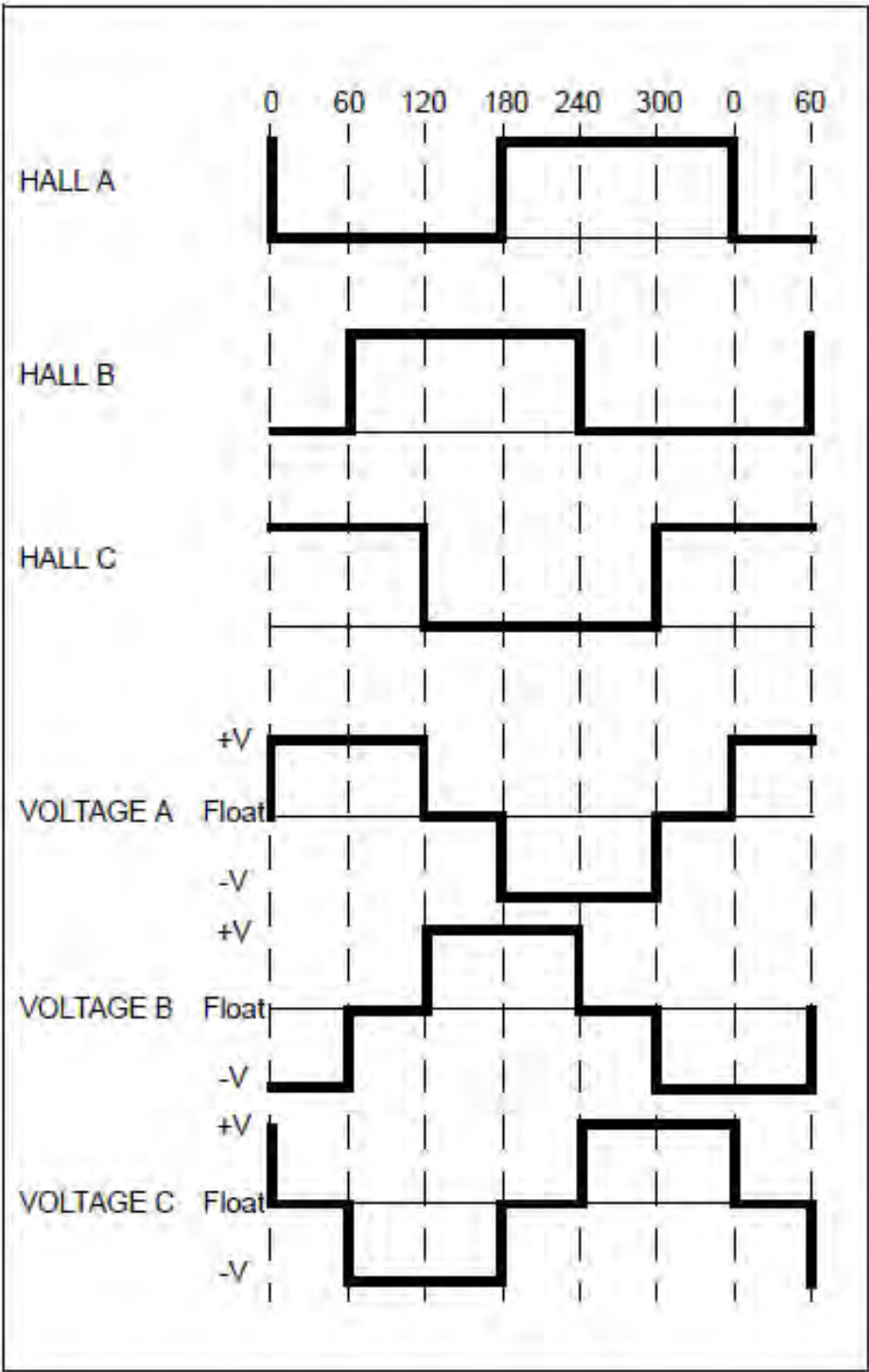


Figura 4. Secuencia de activación de los devanados en función de las entradas de los sensores de efecto Hall

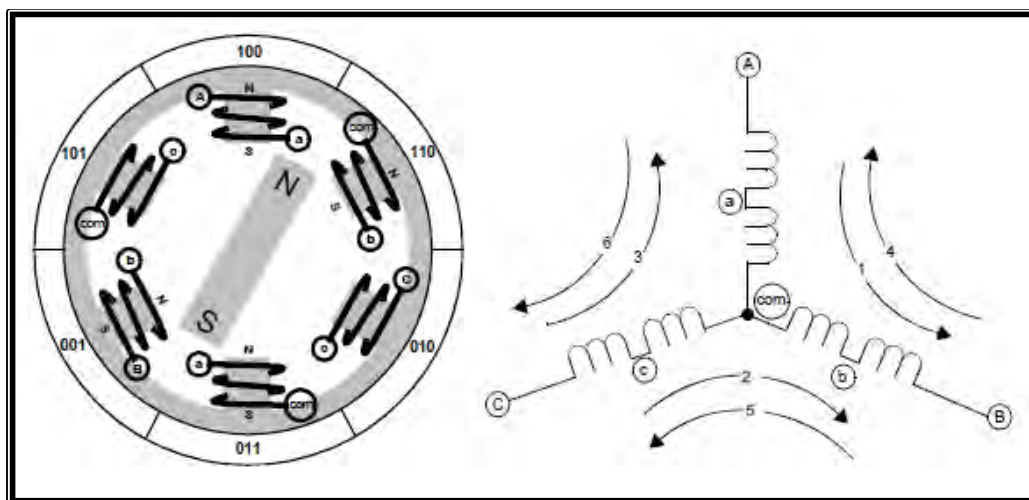


Tabla 5. Activación de los drivers del motor según el orden de los sensores Hall, para la configuración de giro horario de acuerdo a la figura 4

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Fase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C Alto	C Bajo	B Alto	B Bajo	A Alto	A Bajo
6	0	0	1	0	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	1	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	0	0	0	1	1	0
3	1	1	0	1	0	0	0	0	1

Tabla 6. Activación de los drivers del motor según el orden de los sensores Hall, para la configuración de giro antihorario de acuerdo a la figura 4

Pin	RE2	RE1	RE0	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0
Fase	Sensor C	Sensor B	Sensor A	C Alto	C Bajo	B Alto	B Bajo	A Alto	A Bajo
6	0	0	1	1	0	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0
5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
1	1	0	1	0	0	1	0	0	1
3	1	1	0	0	1	0	0	1	0

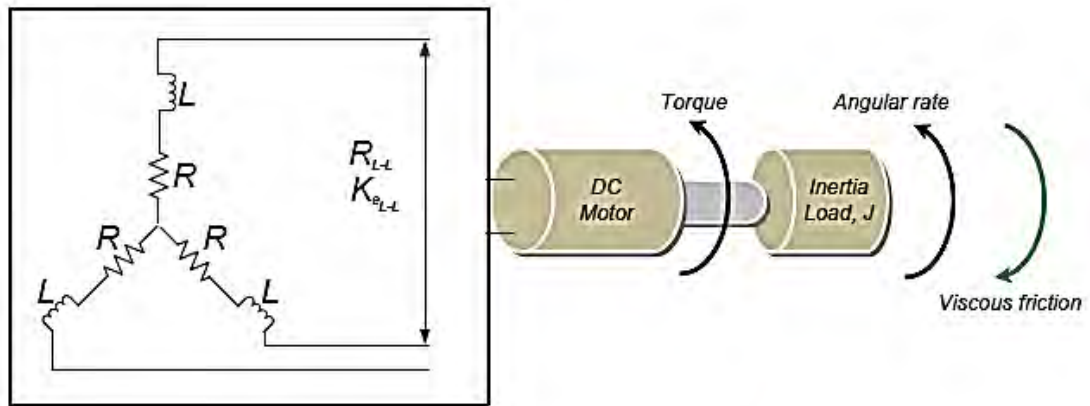
La tabla 6 muestra la secuencia en la que estos interruptores de potencia deben activarse o desactivarse según las entradas de los sensores de efecto *Hall*, A, B y C.

Si las señales PWM que llegan a las puertas (*Gates*) de los interruptores, están encendiendo y apagando según las secuencias definidas en la tabla 6, el motor funcionará a la velocidad nominal. Esto es suponiendo que la tensión del bus DC es igual a la tensión nominal del motor, más las pérdidas a través de los interruptores. Para variar la velocidad, estas señales deben ser de ancho de pulso modulado (PWM) a una frecuencia mucho más alta que la frecuencia del motor. Como regla general, la frecuencia de PWM es por lo menos 10 veces la de la frecuencia máxima del motor. Cuando el ciclo de trabajo del PWM es muy variado (poca resolución) dentro de las secuencias, la tensión media suministrada a la del estator se reduce, lo que disminuye la velocidad. Otra de las ventajas de tener PWM es que, si la tensión del bus es muy superior a la tensión nominal del motor, el motor se puede controlar mediante la limitación del porcentaje de PWM, deber que corresponde al de la tensión nominal de ciclo del motor. Esto añade la flexibilidad al regulador para conectar motores con tensiones nominales diferentes e igualar la salida de voltaje media del regulador con la tensión nominal de motor, y todo ello controlado a través del ciclo de trabajo PWM.

5 MODELO MATEMATICO DE UN TIPICO MOTOR BLDC

Típicamente, el modelo matemático de un motor Brushless DC no es totalmente diferente del convencional motor de corriente continua. La adición importante son las fases implicadas que afectan a los resultados globales, especialmente a la resistencia y la inducción fase a fase del BLDC¹⁰.

Figura 5. Diagrama esquemático del motor Brushless DC



A partir de las ecuaciones de 3.32 – 3.34, se determina la diferencia entre los motores CC y BLDC.

Esta diferencia afecta principalmente a las constantes mecánicas y eléctricas, ya que son partes muy importantes de los parámetros del modelo.

Para la constante de tiempo mecánica (con arreglo simétrico), la ecuación 3.33 se convierte en:

$$\tau_m = \sum \frac{RJ}{K_e K_j} = \frac{J \sum R}{K_e K_j} \quad (5.1)$$

Para la contante de tiempo eléctrica, la ecuación 3.34 se convierte en:

$$\tau_e = \sum \frac{L}{R} = \frac{L}{\sum R_{(L-L)}} \quad (5.2)$$

¹⁰ YOUNKIN, George. Electric servo motor equations and time constants. Wisconsin, 7p. Disponible en Internet: URL: <http://es.scribd.com/doc/162520603/Electric-SM>

Por lo tanto, puesto que existe una disposición simétrica y una tercera fase, las constantes mecánica y eléctrica se convierten en:

Constante mecánica.

$$\tau_m = \frac{J \cdot 3R}{K_e K_j} \quad (5.3)$$

Constante eléctrica.

$$\tau_e = \frac{L}{3R} \quad (5.4)$$

Teniendo en cuenta los efectos de fase,

$$\tau_m = \frac{3R_\phi \cdot J}{\left(\frac{K_{e(L-L)}}{\sqrt{3}} \right) \cdot K_j} \quad (5.5)$$

La ecuación 5.5 se convierte en:

$$\tau_m = \frac{3R_\phi \cdot J}{K_e \cdot K_j} \quad (5.6)$$

Donde K_e es el valor constante de la EMF (voltaje) de fase:

$$K_e = \frac{K_{e(L-L)}}{\sqrt{3}} \quad (5.7)$$

Por lo tanto, la función de transferencia para el motor BLDC se puede obtener a partir de la ecuación 3.35 considerando los efectos de las fases en las constantes eléctrica y mecánica.

$$G(s) = \frac{1}{\tau_m \cdot \tau_e \cdot S^2 + \tau_m \cdot S + 1} \quad (5.8)$$

5.1 Maxon BLDC Motor

5.1.1 Maxon EC 22 Ø22 mm, Brushless, 100 Watt

El motor BLDC utilizado en esta tesis es el EC 22 Ø22 mm, Brushless, 100 Watt, de motores Maxon¹. El número de pedido del motor es 413652. En la tabla 7 se muestra los parámetros usados en la función de transferencia, que se extraen de la hoja de datos de este motor.

Tabla 7. Parámetros del motor BLDC¹¹

	Maxon Motor Data	Unit	Value
	<u>Values at nominal voltage</u>		
1	Nominal Voltage	V	48
2	No load Speed	rpm	32200
3	No load Current	mA	153
4	Nominal Speed	rpm	30100
5	Nominal Torque (max. continuous torque)	mNm	45.8
6	Nominal Current (max. continuous current)	A	3.33
7	Stall Torque	mNm	856
8	Starting Current	A	60.2
9	Maximum Efficiency	%	90
	<u>Characteristics</u>		
10	<i>Terminal Resistance phase to phase</i>	Ω	0.797
11	<i>Terminal Inductance phase to phase</i>	mH	0.118
12	<i>Torque Constant</i>	mNm/A	14.2
13	<i>Speed Constant</i>	rpm/V	672
14	Speed/Torque Gradient	rpm/mNm	37.7
15	<i>Mechanical time constant</i>	ms	1.61
16	<i>Rotor Inertia</i>	gcm ²	4.09
17	Number of phases		3

¹¹ Maxon EC Motor. EC 22 ϕ 22mm, Brushless, 100 watt. May 2011 edition, 151 p.

6 MODELO MATEMÁTICO DEL MOTOR BLDC MAXON

El modelo matemático del motor BLDC se hace sobre los parámetros de la tabla 7 Usando la ecuación 5.8, se obtiene:

$$G(s) = \frac{1}{\tau_m \cdot \tau_e \cdot S^2 + \tau_m \cdot S + 1} \frac{K_e}{K_e} \quad (6.1)$$

Así, necesitamos calcular los valores de K_e y τ_e para obtener el modelo de motor. De la ecuación 5.4.

$$\tau_e = \frac{L}{3 \cdot R}$$

Obtenemos:

$$\tau_e = \frac{0.118e^{-3}}{3 \times 0.797}$$

$$\tau_e = 49.35e^{-6} s \quad (6.2)$$

Además τ_m está en función de R , J , K_e y K_j ,

$$R = R_\phi = 0.797 \Omega;$$

$$J_{Rotor} = 4.09 \text{ gcm}^2 = 4.09 \times 10^{-7} \text{ Kg.m}^2$$

$$K_j = 0.0142 \text{ Nm/A}$$

$$\tau_m = 0.00161 \text{ s}$$

De la ecuación 5.6, se obtiene K_e ,

Así:

$$\tau_m = \frac{3 \cdot R_\phi \cdot J}{K_e \cdot K_j}$$

$$K_e = \frac{3 \cdot R_\phi \cdot J}{\tau_m \cdot K_j} = \frac{3 \times 0.797 \times 4.09e^{-7}}{0.00161 \times 0.0142} = 0.0428 \frac{v \cdot s}{rad}$$

Por lo tanto la función de transferencia $G(s)$ es.

$$G(s) = \frac{\frac{1}{0.0428}}{0.00161 \times 49.35 e^{-6} \cdot s^2 + 0.00161 \cdot s + 1}$$

Finalmente,

$$G(s) = \frac{23.38}{79.45 e^{-9} \cdot s^2 + 0.00161 s + 1} \quad (6.3)$$

La ecuación de 6.3 es la función de transferencia en lazo abierto del Motor Brushless Maxon.

6.1 Análisis en lazo abierto y cerrado del modelo EC 22 Ø 22 mm, 100 w Maxon motor

6.1.1 Sistema De Control

Un sistema de control es una combinación de componentes que actúan conjuntamente para alcanzar un objetivo específico, pueden regular su propia conducta o la de otro sistema con el fin de lograr un funcionamiento predeterminado.

6.1.2 Parámetros del motor

En la Tabla 7 se muestran los parámetros utilizados en la simulación del motor BLDC, estos valores se extrajeron de la hoja de datos que es entregada por la empresa Maxon Precisión Motors, que se destaca por ser el fabricante líder mundial en motores de corriente continua y sistemas de alta precisión y calidad.

6.1.3 Análisis de lazo abierto utilizando MATLAB m-file

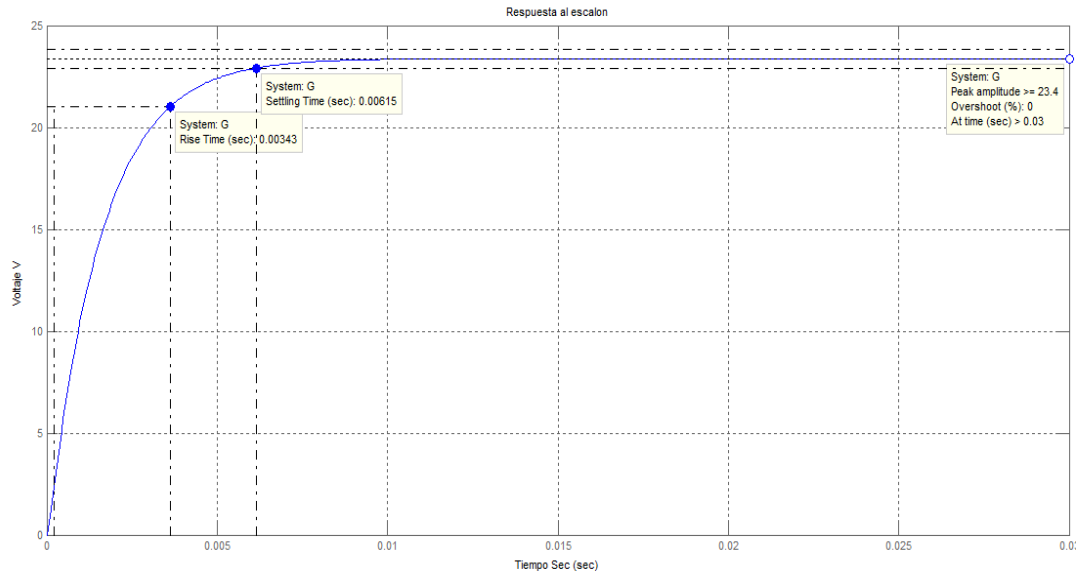
Con el fin de observar la respuesta del motor BLDC, se implementa un control en lazo abierto. Las simulaciones del motor BLDC en lazo abierto se llevan a cabo mediante la utilización de un software, (MATLAB que es un ambiente de cómputo)¹². De la ecuación (6.3) obtenida en el modelo matemático, se procede a analizarla en Matlab para observar su comportamiento frente a la respuesta escalón.

$$G(S) = \frac{23.38}{7.946e^{-8}S^2 + 0.00161S + 1} \quad (6.3)$$

ANEXO A. lazoabierto.m

¹² OGUNTOYINBO, Oludayo. PID Control of Brushless DC Motor and robot trajectory planning and simulation with MATLAB/SIMULINK. University of Applied Sciences. December, 2009, 97p. Disponible en Internet: URL: <https://publications.theseus.fi/bitstream/handle/10024/7467/Oludayo%20Oguntoyinbo.pdf>

Figura 6. Respuesta al Escalón (Lazo Abierto)



6.1.4 Simulación del motor en lazo cerrado sin carga

Una forma de controlar posición, velocidad o par en un motor es por medio de un sistema de control en lazo abierto. Sin embargo en este tipo de sistemas la salida sigue la señal de referencia siempre y cuando, todas las variables del sistema sean constantes. Cualquier cambio en la carga o cualquier otra variable del sistema, causará una desviación en el valor deseado. Para que el motor siga a una señal de referencia, independientemente del cambio en estas variables, debe utilizarse un sistema en lazo cerrado.

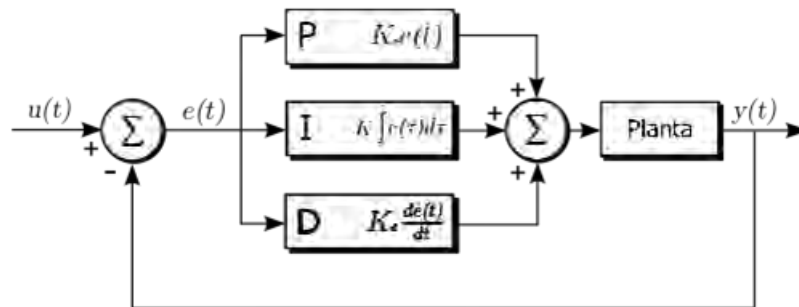
En un sistema en lazo cerrado, la salida es medida, retroalimentada y comparada con la señal de referencia. Cualquier diferencia entre estas dos señales es una desviación del resultado deseado. La desviación es utilizada para corregir el error. Sin embargo, la respuesta del sistema depende del lazo cerrado, en lugar de los componentes individuales, por tanto, debe darse un especial cuidado al diseño del lazo cerrado para tener una respuesta satisfactoria.

6.2 Controlador PID

Un PID es un mecanismo de control por realimentación que calcula la desviación o error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener, para aplicar una acción correctora que ajuste el proceso. El algoritmo de cálculo del control PID se da en tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo. El valor Proporcional determina la reacción del error actual. El Integral genera una corrección proporcional a la integral del error, esto nos asegura que aplicando un esfuerzo de control suficiente, el error de seguimiento se reduce a cero. El Derivativo determina la reacción del tiempo en el que el

error se produce. La suma de estas tres acciones es usada para ajustar al proceso vía un elemento de control. Ajustando estas tres variables en el algoritmo de control PID, el controlador puede proveer un control diseñado para lo que requiera el proceso a realizar. La respuesta del controlador puede ser descrita en términos de respuesta del control ante un error, el grado el cual el controlador llega al "set point", y el grado de oscilación del sistema. Nótese que el uso del PID para control no garantiza control óptimo del sistema o la estabilidad del mismo. Algunas aplicaciones pueden solo requerir de uno o dos modos de los que provee este sistema de control. Un controlador PID puede ser llamado también PI, PD, P o I en la ausencia de las acciones de control respectivas. Los controladores PI son particularmente comunes, ya que la acción derivativa es muy sensible al ruido, y la ausencia del proceso integral puede evitar que se alcance al valor deseado debido a la acción de control¹³.

Figura 7. Diagrama de bloques de un controlador PID



6.2.1 Funcionamiento

Para el correcto funcionamiento de un controlador PID que regule un proceso o sistema se necesita, al menos:

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

El sensor proporciona una señal analógica o digital al controlador, la cual representa el *punto actual* en el que se encuentra el proceso o sistema. La señal puede representar ese valor en tensión eléctrica, intensidad de corriente eléctrica o frecuencia. En este último caso la señal es de corriente alterna, a diferencia de los dos anteriores, que son con corriente continua.

¹³ Disponible en Internet: URL: http://es.wikipedia.org/wiki/Proporcional_integral_derivativo

El controlador lee una señal externa que representa el valor que se desea alcanzar. Esta señal recibe el nombre de punto de consigna (o punto de referencia), la cual es de la misma naturaleza y tiene el mismo rango de valores que la señal que proporciona el sensor. Para hacer posible esta compatibilidad y que, a su vez, la señal pueda ser entendida por un humano, habrá que establecer algún tipo de interfaz (HMI-Human Machine Interface), son pantallas de gran valor visual y fácil manejo que se usan para hacer más intuitivo el control de un proceso.

El controlador resta la señal de punto actual a la señal de punto de consigna, obteniendo así la señal de error, que determina en cada instante la diferencia que hay entre el valor deseado (consigna) y el valor medido. La señal de error es utilizada por cada uno de los 3 componentes del controlador PID. Las 3 señales sumadas, componen la señal de salida que el controlador va a utilizar para gobernar al actuador. La señal resultante de la suma de estas tres se llama **variable manipulada** y no se aplica directamente sobre el actuador, sino que debe ser transformada para ser compatible con el actuador utilizado.

Las tres componentes de un controlador PID son: parte **Proporcional**, acción **Integral** y acción **Derivativa**. El peso de la influencia que cada una de estas partes tiene en la suma final, viene dado por la constante proporcional, el tiempo integral y el tiempo derivativo, respectivamente. Se pretenderá lograr que el bucle de control corrija eficazmente y en el mínimo tiempo posible los efectos de las perturbaciones.

6.3 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID

Ziegler y Nichols propusieron unas reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , con base en las características de respuesta transitoria de una planta específica. Tal determinación de los parámetros de los controladores PID o de la sintonización de los controles PID la realizan los ingenieros en el sitio mediante experimentos sobre la planta¹⁴.

Sin embargo, aquí sólo presentamos un método de sintonización de Ziegler-Nichols.

En este método, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental, como se observa en la figura 8. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, como se observa en la figura 9. (Si la respuesta no exhibe una curva con forma de S, este método no es pertinente.) Tales curvas de respuesta escalón se generan experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta. La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente

¹⁴ OGATA, Katsuhiko. Sistemas de Control en Tiempo Discreto. 2 ed. México: Prentice Hall Hispanoamérica S.A, 1996. 670p.

en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea $c(t) = K$, como se aprecia en la figura 9.

Figura 8. Respuesta escalón unitario de una planta

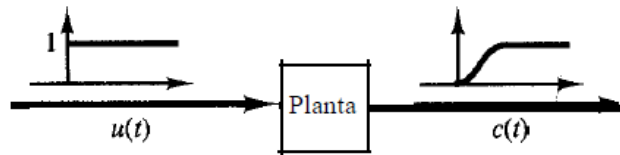
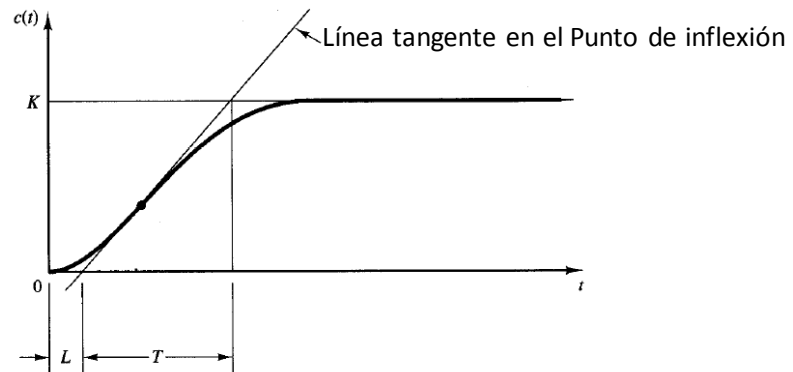


Figura 9. Curva de respuesta con forma de S



Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que aparece en la tabla 8.

Tabla 8. Regla de sintonización de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón de la planta

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	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

6.3.1 Método de sintonía control Proporcional de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N)

La parte proporcional consiste en el producto entre la señal de error y la constante proporcional como para que hagan que el error en estado estacionario sea casi nulo, pero en la mayoría de los casos, estos valores solo serán óptimos en una determinada porción del rango total de control, siendo distintos los valores óptimos para cada porción del rango. Sin embargo, existe también un valor límite en la constante proporcional a partir del cual, en algunos casos, el sistema alcanza valores superiores a los deseados. Este fenómeno se llama sobreoscilación y, por razones de seguridad, no debe sobrepasar el 30%, aunque es conveniente que la parte proporcional ni siquiera produzca sobreoscilación. Hay una relación lineal continua entre el valor de la variable controlada y la posición del elemento final de control (la válvula se mueve al mismo valor por unidad de desviación). La parte proporcional no considera el tiempo, por lo tanto, la mejor manera de solucionar el error permanente y hacer que el sistema contenga alguna componente que tenga en cuenta la variación respecto al tiempo, es incluyendo y configurando las acciones integral y derivativa.

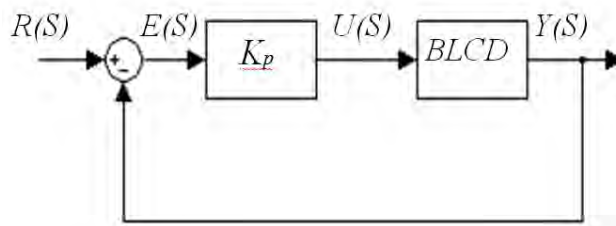
La fórmula del control proporcional está dada por:

$$C_p = K_p \cdot e(t) \quad (6.4)$$

El control proporcional es una de las acciones de control más fáciles de implementar, sin embargo, si la señal de error es muy pequeña, también lo será la acción de control, entonces la acción proporcional podría ser insuficiente para minimizar o eliminar el error en estado estacionario en la salida del sistema. Otro inconveniente del control proporcional es que si la ganancia proporcional es muy grande el sistema funcionará inadecuadamente debido al ruido.

En la Figura 10 se muestra un diagrama a bloques simplificado del controlador proporcional.

Figura 10. Diagrama a bloques del controlador proporcional



ANEXO B. lazocerradop.m

$$K_p = \frac{T}{L} \tag{6.5}$$

$$K_p = 47.5296$$

$$G(S) = \frac{1111}{7.946e^{-8}S^2 + 0.00161S + 1111} \tag{6.6}$$

Figura 11. Sintonización (Z&N)

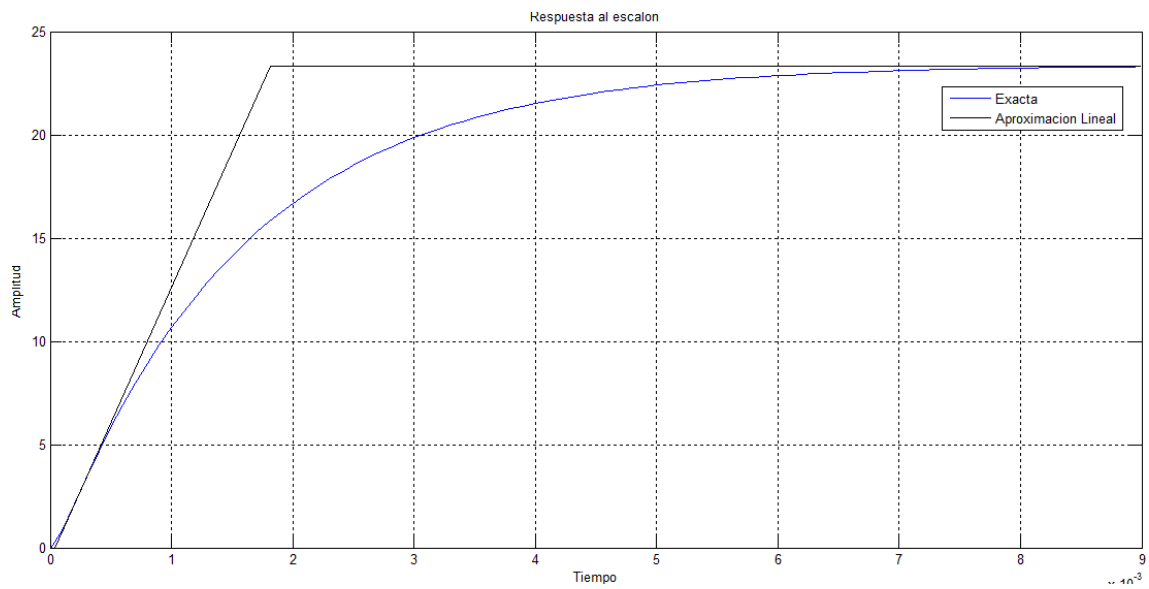


Figura 12. Control Proporcional (Z&N)

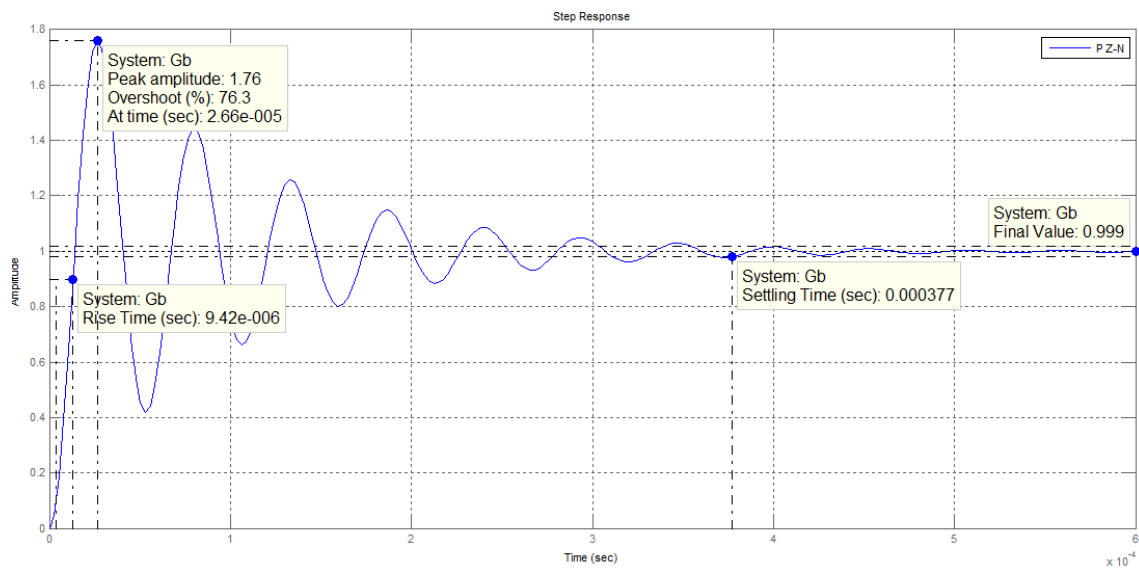


Tabla 9. Características Control P (Z&N)

Tipo de Controlador	Rise Time	Overshoot	Setting Time	Estabilidad
K_p	Disminuye	Aumenta	Disminuye	Degrada

6.3.2 Método de sintonía control Proporcional - Integral de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N)

El modo de control Integral tiene como propósito disminuir y eliminar el error en estado estacionario, provocado por el modo proporcional. El control integral actúa cuando hay una desviación entre la variable y el punto de consigna, 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 período determinado; Luego es multiplicado por una constante I. Posteriormente, la respuesta integral es adicionada al modo Proporcional para formar el control P + I con el propósito de obtener una respuesta estable del sistema sin error estacionario.

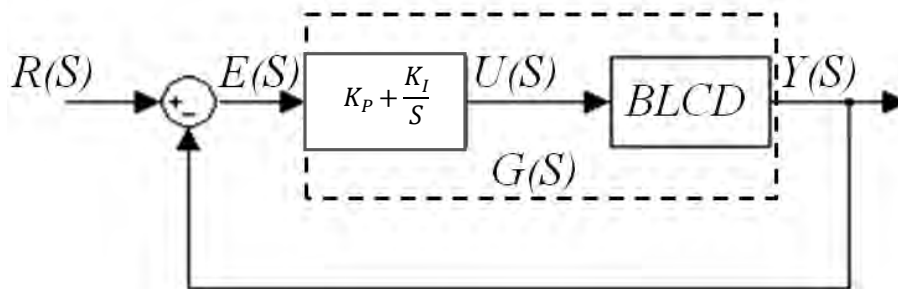
El control integral se utiliza para obviar el inconveniente del offset (desviación permanente de la variable con respecto al punto de consigna) de la banda proporcional.

La fórmula del control proporcional – integral está dada por:

$$C_{pi}(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (6.7)$$

En la Figura 13 se muestra un diagrama a bloques simplificado del controlador proporcional – integral.

Figura 13. Diagrama a bloques del controlador proporcional – integral



$$K_p = 0.9 \frac{T}{L} \quad (6.8)$$

$$T_i = \frac{L}{0.3} \quad (6.9)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (6.10)$$

$$K_p = 42.7767$$

$$K_i = 3.4362e + 005$$

$$G(S) = \frac{1000S + 0.00291}{7.946e^{-3}S^3 + 0.00161S^2 + 1001S + 0.00291} \quad (6.11)$$

Figura 14. Control proporcional – integral (Z&N)

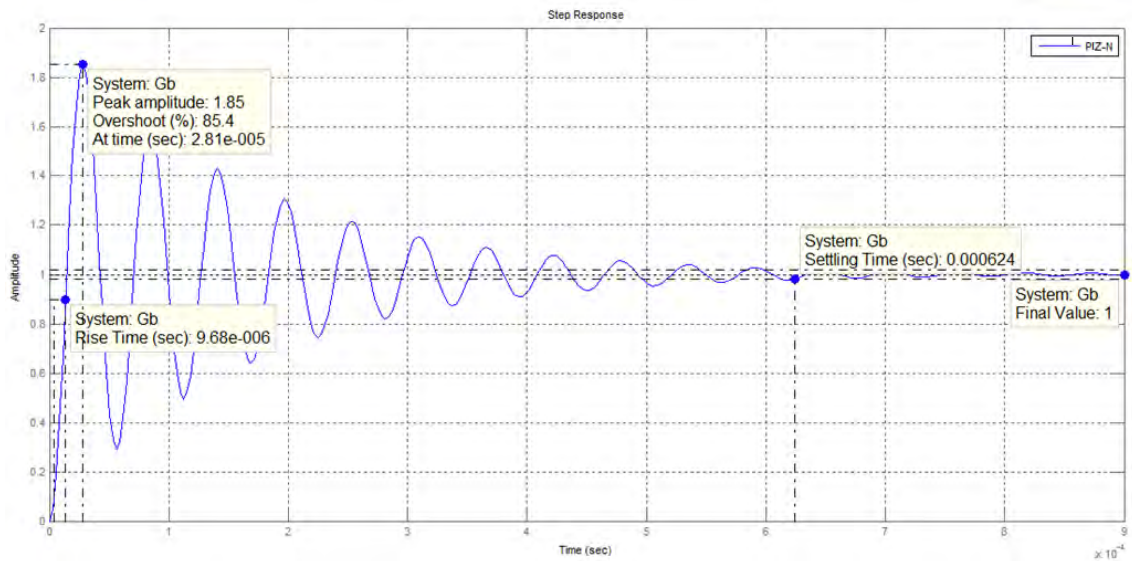


Tabla 10. Parámetros Obtenidos Control PI (Z&N)

Tipo de Controlador	Rise Time	Overshoot	Setting Time	Estabilidad
PI	Aumenta	Aumenta	Aumenta	Degrada

6.3.3 Método de sintonía control Proporcional – Integral – Derivativo de respuesta al escalón según Ziegler y Nichols (Z&N).

La acción derivativa se manifiesta cuando hay un cambio en el valor absoluto del error; (si el error es constante, solamente actúan los modos proporcional e integral). El *error* es la desviación existente entre el punto de medida y el valor consigna, o "*Set Point*". 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. Se deriva con respecto al tiempo y se multiplica por una constante **D** y luego se suma a las señales anteriores (P+I).

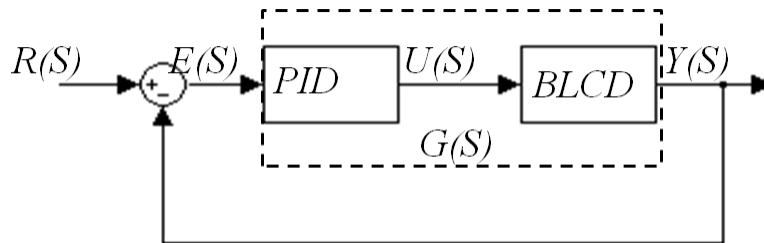
Es importante adaptar la respuesta de control a los cambios en el sistema ya que una mayor derivativa corresponde a un cambio más rápido y el controlador puede responder acordemente.

La fórmula del control Proporcional – Integral – Derivativo está dada por:

$$C_{pid}(S) = \frac{K_d S^2 + K_p S + K_i}{S} \quad (6.12)$$

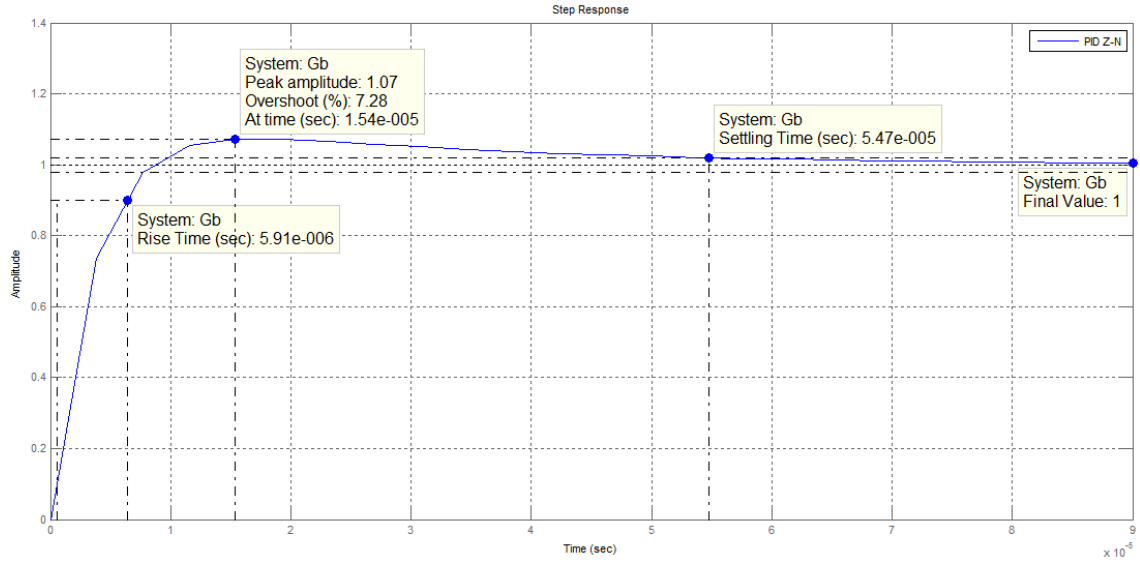
En la Figura 15 se muestra un diagrama a bloques simplificado del controlador Proporcional – Integral – Derivativo.

Figura 15. Diagrama a bloques del controlador Proporcional – Integral – Derivativo



ANEXO D. lazocerradopid.m

Figura 16. Parámetros Obtenidos Control PID (Z&N)



$$K_p = 1.2 \frac{T}{L} \quad (6.13)$$

$$T_i = 2L \quad (6.14)$$

$$T_d = 0.5L \quad (6.15)$$

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

$$K_p = 42.7767$$

$$K_d = K_p T_d$$

$$K_p = 57.0356$$

$$K_i = 7.6361e + 005$$

$$K_d = 0.0011$$

$$G(S) = \frac{0.0249S^2 + 1334S + 1.785e^7}{7.946e^{-8}S^3 + 0.02651S^2 + 1334S + 1.785e^7} \quad (6.16)$$

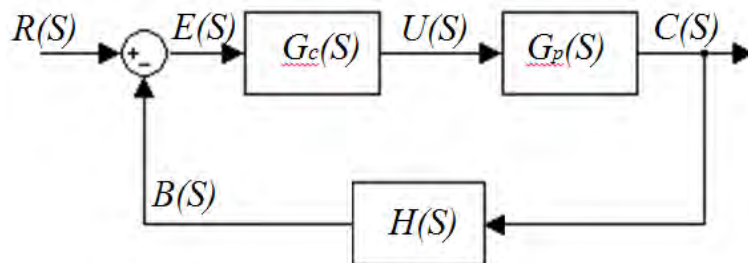
Tabla 11. Parámetros Obtenidos Control PID (Z&N)

Tipo de Controlador	Rise Time	Overshoot	Setting Time	Estabilidad
<i>PID</i>	Disminuye	Disminuye	Disminuye	Mejora

6.4 Simulación del motor en lazo cerrado con carga mediante el criterio de estabilidad de Routh Hurwitz

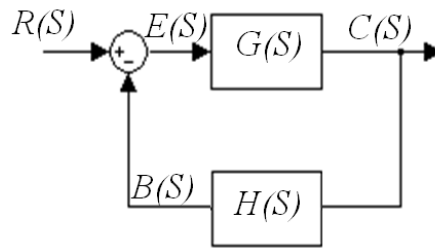
En la Figura 17 se muestra el diagrama de bloques de un control en lazo cerrado, también denominado sistema con retroalimentación negativa por el signo negativo que existe en el punto de suma. El bloque $G_p(S)$ representa la función de transferencia (*FT*) de la planta, $G_c(S)$ representa la *FT* de la acción de control y $H(S)$ la *FT* del sensor. Los elementos restantes son señales, donde la señal $R(S)$ es la señal de entrada de referencia, $E(S)$ la señal de error, $U(S)$ la señal de control, $C(S)$ La señal de salida y $B(S)$ la señal de retroalimentación, a todas las señales y bloques dados se les ha aplicado la transformada de Laplace. Las señales en el dominio del tiempo correspondientes al párrafo anterior son $r(t)$, $e(t)$, $u(t)$, $c(t)$ y $b(t)$ respectivamente. Por un lado está la señal de error $E(S)$ que es la que indica la diferencia entre la señal de referencia $R(S)$ y la señal retroalimentada $B(S)$ y por otro, está la señal de control $U(S)$ que es aquella que le indicará a los elementos finales de control la forma en que deben actuar.

Figura 17. Sistemas de control en lazo cerrado



En la Figura 18 se muestra la forma general de un control en lazo cerrado, donde el bloque del controlador $G_c(S)$ y el bloque de la planta $G_p(S)$ se simplifican en el bloque $G(S)$ conocido como función de transferencia de trayectoria directa o simplemente función de transferencia directa.

Figura 18. Sistemas de control en lazo cerrado simplificado



La señal de salida $G(S)$ y la señal de error $E(S)$ quedan determinadas respectivamente, por:

$$C(S) = G(S)E(S) \quad (6.17)$$

$$E(S) = R(S) - B(S) = R(S) - C(S)H(S) \quad (6.18)$$

Sustituyendo (6.17) en (6.18) y mediante manipulaciones algebraicas se obtiene la ecuación (6.19) que es la forma general de una función de transferencia en lazo cerrado.

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} \quad (6.19)$$

En la ecuación (6.19) se observa la presencia del siguiente término.

$$G(S)H(S) \quad (6.20)$$

Este término se denominó función de transferencia en lazo abierto, que es la función formada por el producto de la función de transferencia directa $G(S)$ y la función de transferencia de retroalimentación $H(S)$. El término completo del denominador de la ecuación (6.19) al ser igualado a cero forma la relación.

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (6.21)$$

Que es utilizada para proporcionar los polos de la función en lazo cerrado, esta ecuación es denominada ecuación característica.

Las ecuaciones (6.20) y (6.21) son utilizadas en el diseño de sistemas de control. En general, $G(S)$ y $H(S)$ se obtienen como cocientes de polinomios, así, la función de transferencia en lazo cerrado obtenida de (6.19) se escribe como:

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \dots + b_{m-1} S + b_m}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_{n-1} S + a_n} \quad (m \leq n) \quad (6.22)$$

Donde b_0, b_1, \dots, b_m y a_0, a_1, \dots, a_n son los coeficientes de los polinomios, m y n son las potencias más altas de S de los polinomios del numerador y denominador respectivamente. 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 n –ésimo orden¹⁵.

Otra forma de expresar la ecuación (6.22) es mediante las raíces de los polinomios del numerador y del denominador; una vez factorizados los polinomios la ecuación se escribe como:

$$\frac{C(S)}{R(S)} = \frac{K(S + Z_1)(S + Z_2)\dots(S + Z_m)}{(S + P_1)(S + P_2)\dots(S + P_n)} \quad (m \leq n) \quad (6.23)$$

Donde Z_0, Z_1, \dots, Z_m y P_0, P_1, \dots, P_n son cantidades reales o complejas que proporcionan los ceros y los polos, respectivamente, de la función de transferencia.

6.4.1 Estabilidad, respuesta transitoria y error en estado estacionario

El diseño de un sistema de control, debe ser capaz de predecir su comportamiento dinámico a partir del conocimiento de sus componentes. La característica más importante del comportamiento dinámico de un sistema de control es la estabilidad absoluta, es decir, si un sistema es estable o inestable.

Un sistema de control está en equilibrio si en ausencia de cualquier perturbación o entrada, la salida permanece en el mismo estado. Un sistema de *control es estable* si la salida termina por regresar a su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial, es *críticamente estable* si las oscilaciones de la salida continúan por siempre y es *inestable* si la salida diverge sin límite a partir de su estado de equilibrio cuando el sistema está sujeto a una condición inicial.

Entre los comportamientos importantes de un sistema que deben recibir una cuidadosa consideración, aparte de la estabilidad absoluta, están la respuesta transitoria y el error en estado estacionario e_{ss} . Cuando un sistema ha alcanzado un estado de equilibrio se dice que se encuentra en estado estacionario¹⁶.

¹⁵ Katsuhiko Ogata. “Ingeniería de control moderna”, Cuarta Edición, Prentice-Hall Pearson Educación, S.A, 2003.

¹⁶ José Luis Pérez Mercado “Control de Posición de Servomecanismos de Corriente Directa”, México DF, Noviembre de 2005. Disponible en Internet: URL: http://jupiter.utn.mx/~tesis_dig/10719.pdf

6.5 Criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz (RH)

Este criterio es un método algebraico que proporciona información sobre la estabilidad absoluta de un sistema lineal e invariante en el tiempo que tiene una ecuación característica con coeficientes constantes. El criterio prueba si cualquiera de las raíces de la ecuación característica está en el semiplano derecho del plano S . El criterio de estabilidad de Routh, para decidir si un sistema en lazo cerrado es estable o sólo se requiere saber si existen raíces de la ecuación característica en el semiplano derecho, y no es necesario conocer su valor. El método de Routh permite identificar el número de raíces en el semiplano derecho a través de un procedimiento relativamente simple².

6.6 Clasificación de los sistemas de control

Los sistemas de control se clasifican de acuerdo con su capacidad de seguir entradas escalón, rampa, parábola, etc.¹⁶. Para poder clasificar los tipos de sistemas es necesario expresar la función de transferencia en lazo abierto en la forma

$$G(S)H(S) = \frac{K}{S^N} \left(\frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \dots + b_{m-1} S + b_m}{a_0 S^J + a_1 S^{J-1} + \dots + a_{J-1} S + a_J} \right) \quad (m \leq n) \quad (6.32)$$

El sistema contiene el término S^N en el denominador, que representa un polo de multiplicidad N en el origen. El esquema de clasificación se basa en la cantidad de integraciones indicadas por S^N en la función de transferencia en lazo abierto. Un sistema se denomina del tipo 0, tipo 1, tipo 2, si $N = 0, N = 1, N = 2, \dots$, respectivamente. Esta clasificación es diferente de la que se basa en el orden del sistema. Conforme N es mayor, mejora la exactitud; sin embargo, al aumentar N también se agrava el problema de estabilidad. En la práctica es raro encontrar sistemas de tipo 3 o superiores, pues, por lo general, resulta difícil diseñar sistemas estables con dos o más integradores en la trayectoria directa¹⁶.

Típicamente $N = 0, 1$ y 2 , a continuación se muestra un ejemplo con tres funciones que corresponden a sistemas del tipo 0, 1 y 2.

Sistema tipo 0 $G(S)H(S) = \frac{K(S+2)}{(S+1)(S+3)(S+4)}$

Sistema tipo 1 $G(S)H(S) = \frac{K(S+2)}{S(S+1)(S+3)(S+4)}$

Sistema tipo 2
$$G(S)H(S) = \frac{K(S+2)}{S^2(S+1)(S+3)(S+4)}$$

El sistema tipo 0 no tiene polos en el origen en tanto que los sistemas tipo 1 y 2 tienen uno y dos polos en el origen respectivamente. Por tanto, como ya se mencionó, el tipo de sistema está asociado al número de polos que estén en el origen definidos por la función de transferencia en lazo abierto¹⁶.

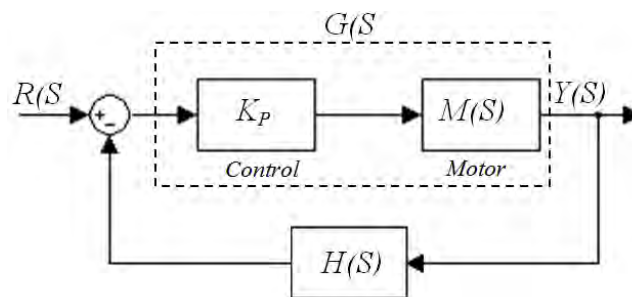
6.7 Método de sintonía control Proporcional con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz

La ecuación (3.28) representa la función de transferencia de la velocidad del motor con respecto al voltaje de entrada del sistema en lazo abierto.

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \quad (3.28)$$

En la Figura 19 se muestra el diagrama a bloques del control proporcional aplicado al motor en lazo cerrado.

Figura 19. Diagrama del control P del motor



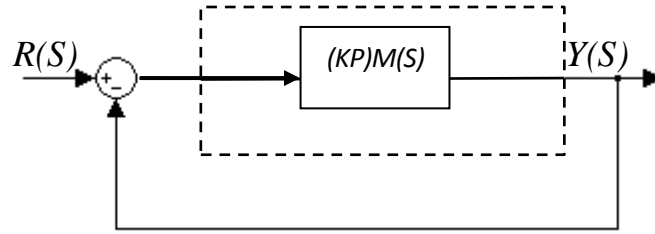
La función de transferencia del sistema anterior está representada con la siguiente ecuación.

$$E(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} \quad (6.33)$$

$$H(S) = 1$$

En la Figura 20 se muestra el diagrama simplificado de la Figura 19.

Figura 20. Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado



Se obtiene la siguiente ecuación,

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{G(S)}{1+G(S)} \quad (6.34)$$

Al sustituir la ecuación (6.34), donde $G(S)$ es igual a $((K_p)M(S))$ donde $M(S)$ es el motor y K_p es el control, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{K_p M(S)}{1 + K_p M(S)} \quad (6.35)$$

Y sustituyendo la ecuación (3.28) en (6.35) el resultado es.

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{K_p \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)}{1 + (K_p) \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)} \quad (6.36)$$

Nota: para que la ecuación característica se vea mejor se le quito la dependencia de (S).

Factorizando y agrupando términos se llega a la siguiente ecuación característica.

$$V(J_m LS^2) + [V(B_m L + J_m R) - T_L L K_p]S + V(B_m R + K_e K_j) + V K_p K_j - T_L R K_p = 0 \quad (6.37)$$

Considerando las aproximaciones realizadas en el modelo matemático, finalmente se obtiene.

$$V(J_m LS^2) + [V(J_m R) - T_L L K_p]S + V(K_e K_j) + V K_p K_j - T_L R K_p = 0 \quad (6.38)$$

6.7.1 Análisis de estabilidad del controlador Proporcional

Siguiendo el procedimiento del criterio de Routh-Hurwitz se obtiene la Tabla 12, con la cual se determina la estabilidad del sistema.

Tabla 12. Tabulación de Routh, control P

S^2	$V(J_m L)$	$V(K_e K_j) + VK_p K_j - T_L RK_p$
S^1	$V(J_m R) - T_L LK_p$	0
S^0	$V(K_e K_j) + VK_p K_j - T_L RK_p$	0

Considerando la segunda ecuación S^1

$$V(J_m R) - T_L LK_p > 0 \quad (6.39)$$

$$K_p < \frac{V(J_m R)}{T_L L} \quad (6.40)$$

El rango de valores que puede tomar K_p para que la ecuación sea positiva es el siguiente.

$$K_p < \frac{24(4.09e^{-7})(0.797)}{(0.0142)(0.118e^{-3})} \quad (6.41)$$

$$K_p < 4.668$$

Considerando la tercera ecuación S^0

$$V(K_e K_j) + VK_p K_j - T_L RK_p \quad (6.42)$$

$$K_p > -\frac{V(K_e K_j)}{V(K_j - T_L R)}$$

El rango de valores que puede tomar K_p para que la ecuación sea positiva es el siguiente.

$$K_p > -\frac{24(0.0428)(0.0142)}{(24)(0.0142) - (0.0142)(0.797)}$$

$$K_p > -0.044$$

El rango final que satisface ambas ecuaciones es el siguiente

$$-0.044 \leq K_p < 0$$

$$0 < K_p \leq 4.668$$

NOTA: Para valores experimentales se obtuvo mejor resultado con $0 < K_p \leq 4.668$

Con el rango de valores determinado para K_p se demuestra que los coeficientes de la primera columna son todos positivos, por lo tanto el sistema es estable.

La Figura 21 muestra el diagrama a bloques en simulink (un programa que permite la simulación en el tiempo, de sistemas que el usuario construye gráficamente a partir de bloques predefinidos o definidos por el mismo) del control proporcional aplicado al motor, y la respuesta del sistema se muestra en la Figura 22, donde se observa que la señal de salida sigue la señal de referencia sin embargo presenta varias oscilaciones al inicio de su estado transitorio, y la señal se estabiliza dando lugar al error en el estado estacionario. Este controlador hace más rápida la respuesta del sistema (mejora el tiempo de elevación), incrementa la ganancia del controlador pero al incrementar la ganancia puede provocar que el sistema sea más oscilatorio.

Figura 21. Diagrama en Simulink del control P aplicado al motor

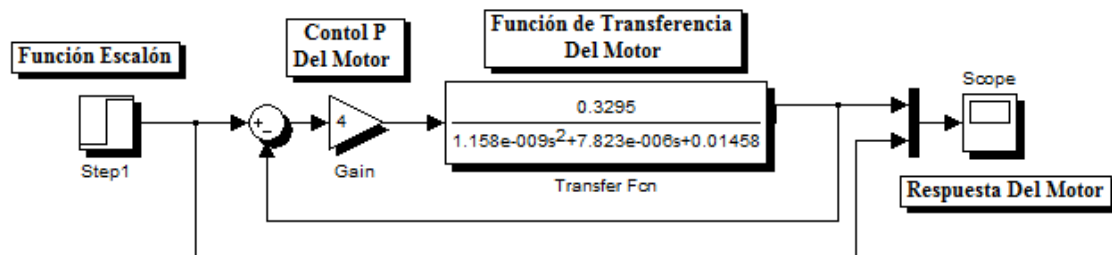
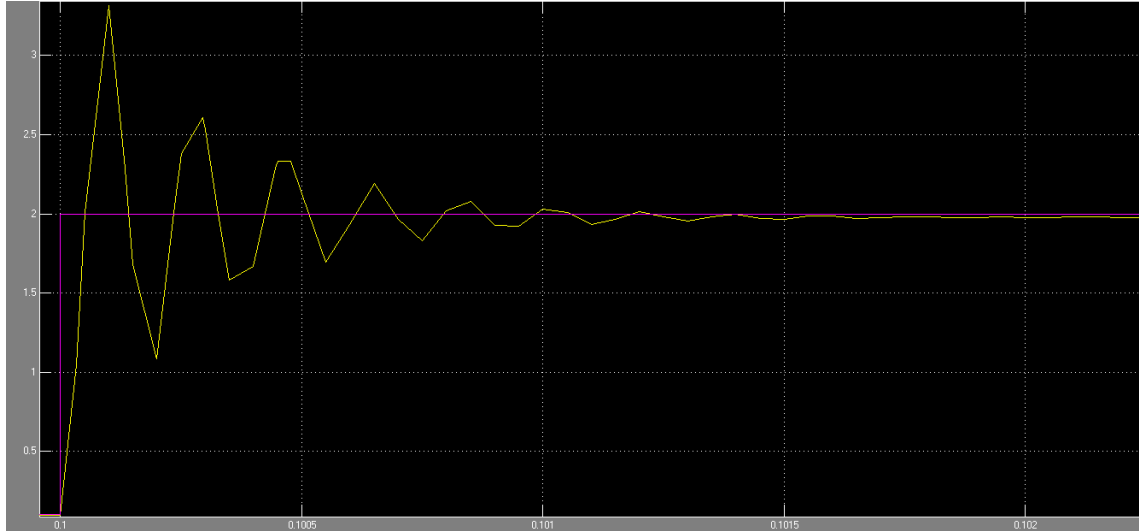


Figura 22. Respuesta del control P aplicado al motor



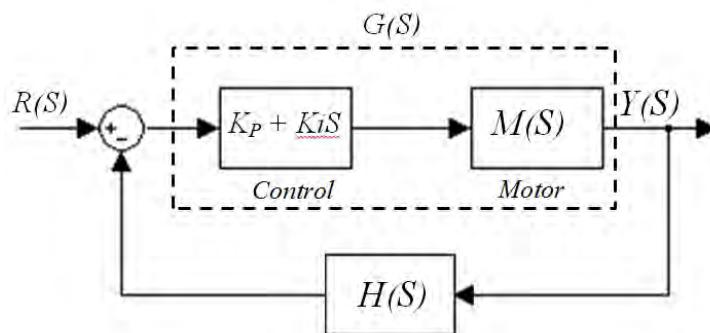
6.8 Método de sintonía control Proporcional – Integral con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz

La ecuación (3.28) representa la función de transferencia de la velocidad del motor con respecto al voltaje de entrada del sistema en lazo abierto.

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \quad (3.28)$$

En la Figura 23 se muestra el diagrama de bloques del control proporcional integral del motor en lazo cerrado.

Figura 23. Diagrama del control PI del motor



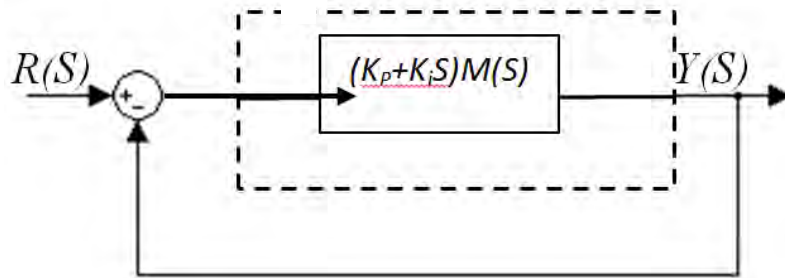
La función de transferencia del sistema anterior está representada con la siguiente ecuación.

$$E(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} \quad (6.43)$$

$$H(S) = 1$$

En la Figura 24 se muestra el diagrama simplificado de la Figura 23.

Figura 24. Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado



Se obtiene la siguiente ecuación,

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{G(S)}{1 + G(S)} \quad (6.44)$$

Al sustituir la ecuación (6.44), donde $G(S)$ es igual a $((K_p + K_i/S)M(S))$ donde $M(S)$ es el motor y $K_p + K_i/S$ es el control, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)M(S)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right)M(S)} \quad (6.45)$$

Y sustituyendo la ecuación (3.28) en (6.45) el resultado es.

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)} \quad (6.46)$$

Nota: para que la ecuación característica se vea mejor se le quito la dependencia de (S).

Factorizando y agrupando términos se llega a la siguiente ecuación característica.

$$V(J_m L S^3) + [V(B_m L + J_m R) - T_L L K_P] S^2 + [V(B_m R + K_e K_j) + V K_P K_j - T_L R K_u] S + V K_i K_j - T_L R K_i = 0$$

Considerando las aproximaciones realizadas en el modelo matemático, finalmente se obtiene.

$$V(J_m L S^3) + [V(J_m R) - T_L L K_P] S^2 + [V(K_e K_j) + V K_P K_j - T_L R K_u] S + V K_i K_j - T_L R K_i = 0$$

6.8.1 Análisis de estabilidad del controlador Proporcional – Integral

Siguiendo el mismo procedimiento del criterio de Routh-Hurwitz se obtiene la Tabla 13, con la cual se determina la estabilidad del sistema.

Tabla 13. Tabulación de Routh, control PI

S^3	$V(J_m L)$	$[V(K_e K_j) + V K_P K_j - T_L R K_i]$
S^2	$V(J_m R) - T_L L K_P$	$V K_i K_j - T_L R K_i$
S^1	β	0
S^0	$V K_i K_j - T_L R K_i$	0

El primer término asociado a S^1 se define como β donde:

$$\beta = \frac{[V(J_m L) - T_L L K_P][V(K_e K_j) + V K_P K_j - T_L R K_i] - [V J_m L_t][V K_i K_j - T_L R K_i]}{V(J_m R) - T_L L K_P}$$

Manipulando las ecuaciones de la primera columna se obtiene el siguiente rango de valores para la ganancia proporcional e integral

$$-0.04279 \leq K_p < 0$$

$$0 < K_p \leq 4.66$$

NOTA: Para valores experimentales se obtuvo mejor resultado con $0 < K_p \leq 4.66$

$$0 < K_i \leq 63.5$$

En base a este rango de valores, las ecuaciones son positivas por lo tanto el sistema es estable. La Figura 25 muestra el diagrama a bloques del control proporcional integral aplicado al motor. La Figura 26 muestra la respuesta del sistema, como se observa la señal de salida sigue a la señal de referencia, este controlador incrementa el tiempo de levantamiento y presenta varias oscilaciones en su estado transitorio, se estabiliza la señal mejorando el error en estado estable.

Figura 25. Diagrama en Simulink del control PI aplicado al motor

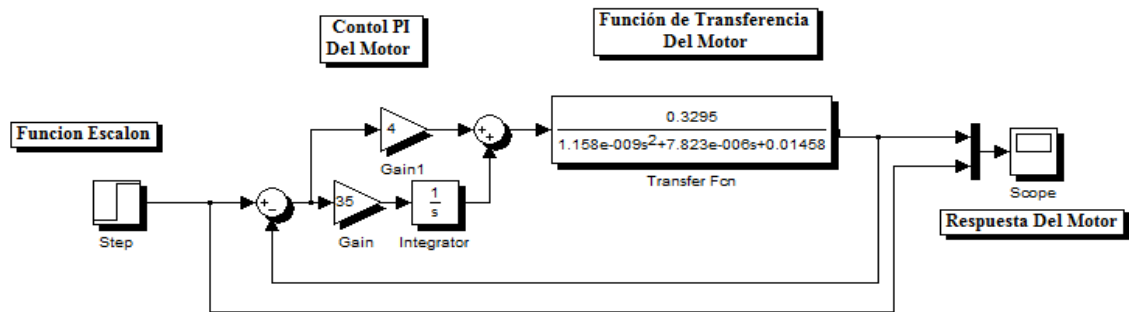
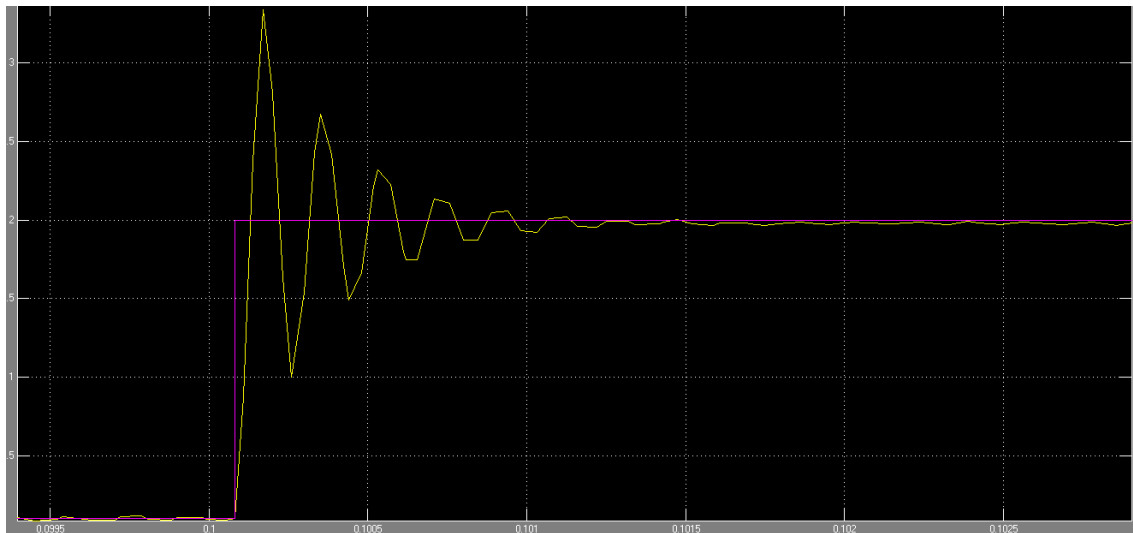


Figura 26. Gráfica de salida del sistema PI



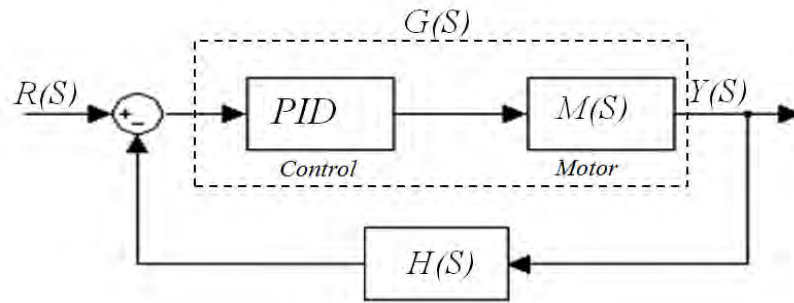
6.9 Método de sintonía control Proporcional – Integral – Derivativo con respuesta al escalón mediante criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz

La ecuación (3.28) representa la función de transferencia de la velocidad del motor con respecto al voltaje de entrada del sistema en lazo abierto.

$$\frac{W_m(S)}{V(S)} = \frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \quad (3.28)$$

En la Figura 27 se muestra el diagrama de bloques del control proporcional integral derivativo del motor en lazo cerrado.

Figura 27. Diagrama del control PID del motor



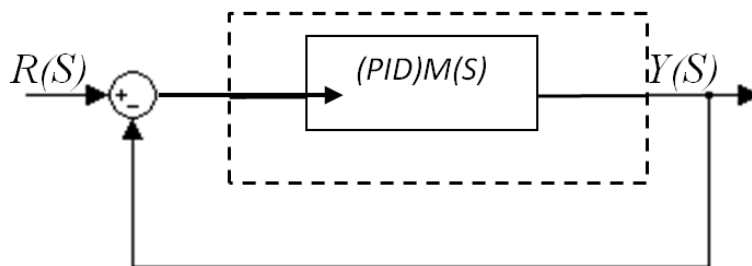
La función de transferencia del sistema anterior está representada con la siguiente ecuación.

$$E(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} \quad (6.47)$$

$$H(S) = 1$$

En la Figura 28 se muestra el diagrama simplificado de la Figura 27.

Figura 28. Diagrama simplificado del sistema en lazo cerrado



Se obtiene la siguiente ecuación,

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{G(S)}{1 + G(S)} \quad (6.48)$$

Al sustituir la ecuación (6.48), donde $G(S)$ es igual a $((PID)M(S))$ donde $M(S)$ es el motor y PID es el control, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{\left(K_p + K_d S + \frac{K_i}{S}\right)M(S)}{1 + \left(K_p + K_d S + \frac{K_i}{S}\right)M(S)} \quad (6.49)$$

Y sustituyendo la ecuación (3.28) en (6.49) el resultado es.

$$\frac{Y(S)}{R(S)} = \frac{\left(K_p + K_d S + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)}{1 + \left(K_p + K_d S + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{V(S)K_j - T_L(S)(LS + R)}{V(S)(J_m LS^2) + V(S)(B_m L + J_m R)S + V(S)(B_m R + K_e K_j)} \right)} \quad (6.50)$$

Nota: para que la ecuación característica se vea mejor se le quito la dependencia de (S). Factorizando y agrupando términos se llega a la siguiente ecuación característica.

$$[V(J_m) - T_L K_d]S^3 + [V(B_m L + J_m R) + VK_j K_d - T_L K_p - T_L R K_d]S^2 + [V(B_m R + K_e K_j) + VK_j K_p - T_L K_i - T_L R K_p]S + VK_i K_j - T_L R K_i = 0$$

Considerando las aproximaciones realizadas en el modelo matemático, finalmente se obtiene.

$$[V(J_m) - T_L K_d]S^3 + [VJ_m R + VK_j K_d - T_L K_p - T_L R K_d]S^2 + [VK_e K_j + VK_j K_p - T_L K_i - T_L R K_p]S + VK_i K_j - T_L R K_i = 0$$

6.9.1 Análisis de estabilidad del controlador Proporcional – Integral – Derivativo

Siguiendo el mismo procedimiento del criterio de Routh-Hurwitz se obtiene la Tabla 14, con la cual se determina la estabilidad del sistema.

Tabla 14. Tabulación de Routh, control PID

S^3	$V(J_m) - T_L K_d$	$[V(K_e K_j) + VK_j K_p - T_L K_i - T_L R K_p]$
S^2	$V(J_m R) + VK_j K_d - T_L K_p - T_L R K_d$	$VK_i K_j - T_L R K_i$
S^1	β	0
S^0	$VK_i K_j - T_L R K_i$	0

El primer término asociado a S^l se define como β donde:

$$\beta = \frac{[VJ_m R + VK_j K_d - T_L LK_p - T_L RK_d][VK_e K_j + VK_j K_p - T_L LK_i - T_L RK_p] - [VJ_m L - T_L LK_d][VK_j K_i - T_L RK_i]}{VJ_m R + VK_j K_d - T_L LK_p - T_L RK_d}$$

Manipulando las ecuaciones de la primera columna se obtiene el siguiente rango de valores para la ganancia proporcional e integral

$$0 < K_p \leq 4.66$$

$$0 < K_i \leq 289.07$$

$$0 < K_d \leq 0.0006$$

En base a estos rangos de valores, las ecuaciones son positivas por lo tanto el sistema es estable. En la Figura 29 se muestra el diagrama a bloques del control proporcional integral derivativo aplicado al motor. En la Figura 30 se muestra la salida del sistema, como se observa la señal de salida sigue a la señal de referencia, este controlador presenta las características de los tres controladores anteriores, por lo que reduce las oscilaciones en estado transitorio, se estabiliza rápidamente y mejora el error en estado estable.

Figura 29. Diagrama en Simulink del control PID aplicado al motor

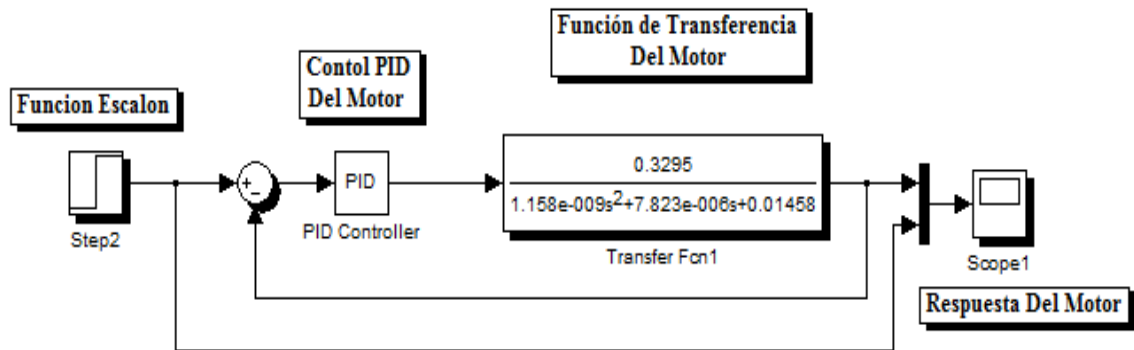
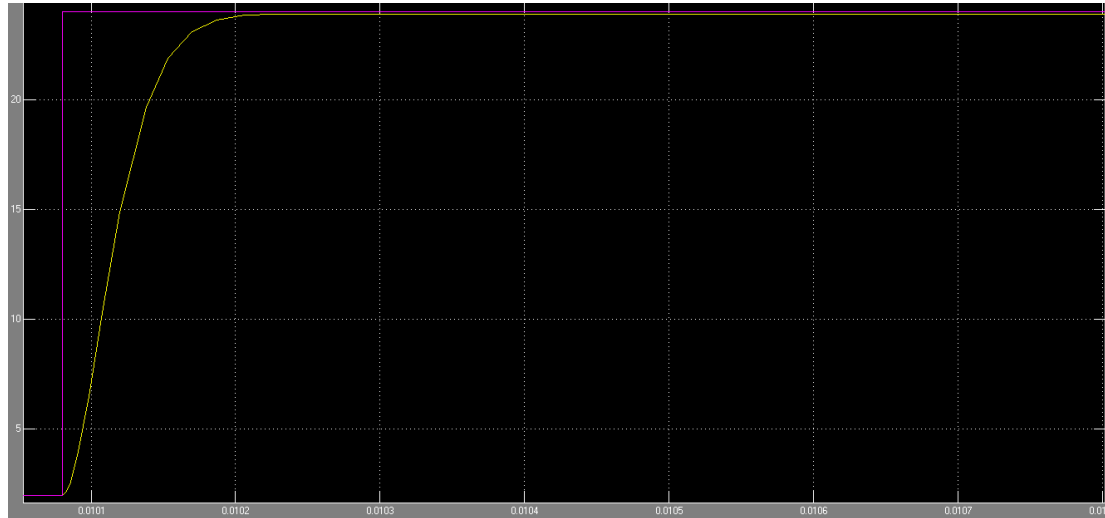


Figura 30. Gráfica de salida del sistema PID



6.9.1.1 Pruebas de simulación del controlador PID

Por medio de la simulación se representa el controlador PID, el objetivo de construir un modelo de software del controlador es determinar la eficiencia de los algoritmos, ya que la simulación facilita observar de forma experimental por medio del computador.

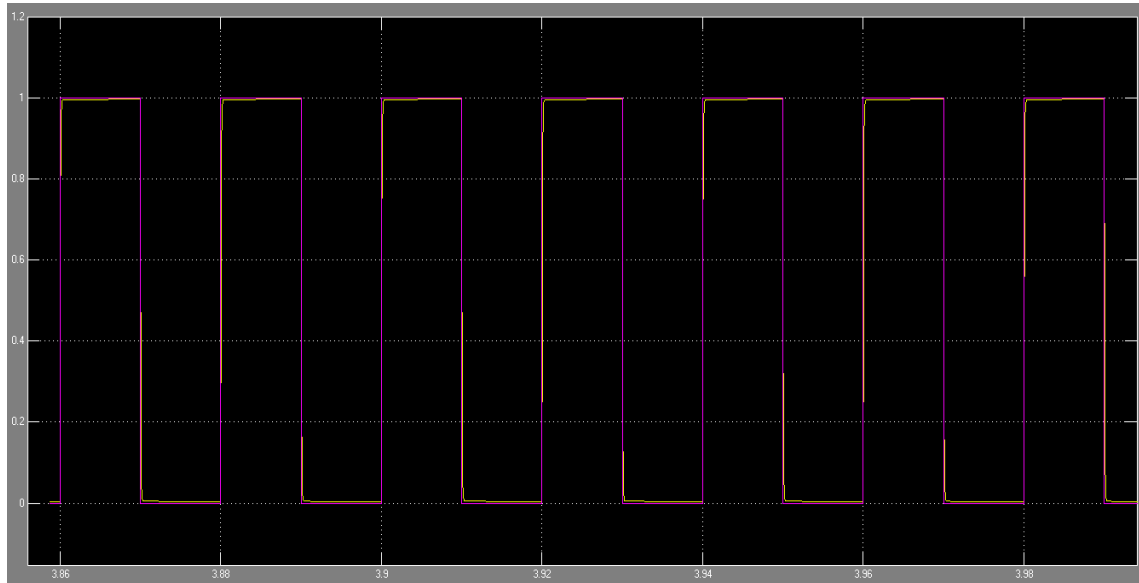
El controlador PID se aplica a una planta con una función de transferencia típica de un motor, para ejecutar la rutina de sintonía la planta se somete a una función escalón unitario periódica. Es importante mencionar que los parámetros con los que más se ajustó el controlador son:

$$\begin{aligned}k_p &= 4 \\k_i &= 250 \\k_d &= 0.0002\end{aligned}$$

La planta representa la función de transferencia $G(S)$ de un motor de corriente continua real. El modelo que se utiliza se obtuvo de forma analítica, los parámetros del motor BLDC se extrajeron de la hoja de datos que es entregada por la empresa Maxon Precisión Motors, que se destaca por ser el fabricante líder mundial en motores de corriente continua y sistemas de alta precisión y calidad.

El escalón periódico unitario es la señal adecuada para realizar la rutina de sintonía del controlador, el sistema trata de llevar la respuesta al escalón a unos límites de trabajo aceptables, reduciendo el error en estado estable y el sobrepaso.

Figura 31. Respuesta de la planta con controlador PID a una entrada escalón unitario periódico



En la gráfica se puede observar que el sobrepaso y error en estado estable se corrige.

Para tener una referencia de comparación se utilizara un controlador sintonizado según Ziegler y Nichols (Z&N), para esto es necesario obtener el modelo de los dos parámetros que describe la planta.

$$k_p = 51.2168 \quad T_i = 8.0217e-005 \quad T_d = 2.0054e-005$$

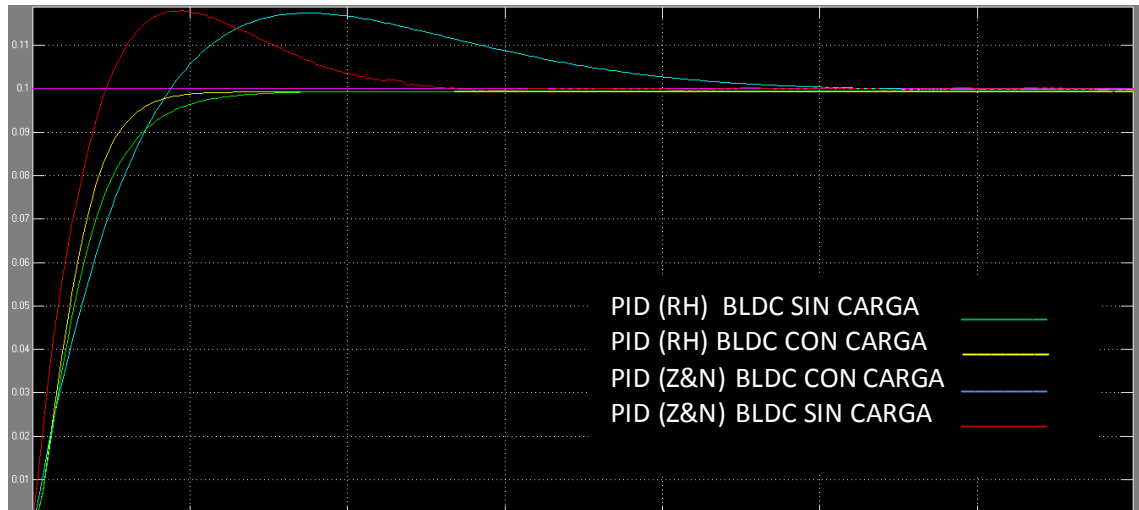
Con ayuda de la tabla de sintonía de controladores PID según Z&N (PIDZ&N) se puede determinar los parámetros sintonizados:

$$K_p = 51.2168 \quad K_i = 6.3848e+005 \quad K_d = 0.0010$$

Refinando las constantes para una mejor respuesta se obtiene los siguientes parámetros:

$$k_p = 71.7036 \quad k_d = 0.0037 \quad k_i = 5.1078e+005$$

Figura 32. Comparación de las respuestas de la planta según los controladores aplicados



Evidentemente el controlador PID mediante el criterio de estabilidad de Routh – Hurwitz RH tiene una respuesta al escalón más apropiada que el controlador PIDZ&N, se puede observar que ofrece una solución satisfactoria debido a que se cumple los requerimientos mínimos de funcionamiento de un proceso.

Tabla 15. Comparación cuantitativa de la respuesta transitoria de la planta según los controladores a una entrada escalón unitario

Controlador	Tiempo de asentamiento $t_a(S)$	Error en estado estable e_{ss}	Sobrepaso máximo ov	Tiempo de subida $t_s(s)$
SIN CONTROL	0.00615	0.6	2.22 e-014 %	0.00343
PID (RH) BLDC SIN CARGA	0.000363	0.0001	0 %	4.51e-006
PID (RH) BLDC CON CARGA	7.85e-006	0.0001	0 %	4.12e-006
PID (Z&N) BLDC SIN CARGA	5.83e-005	0.0001	6.78 %	6.18 e-006
PID (Z&N) BLDC CON CARGA	0.000112	0.0018	9.5 %	1.37 e-005

6.9.1.2 PID aplicado a la planta a una entrada rampa periódica y seno

Las señales de rampa periódica y seno, no son entradas que se utilizan regularmente en los procesos, aun así resulta interesante observar el comportamiento de la planta con el controlador PID.

Figura 33. Respuesta de la planta a una entrada Seno con un controlador PID

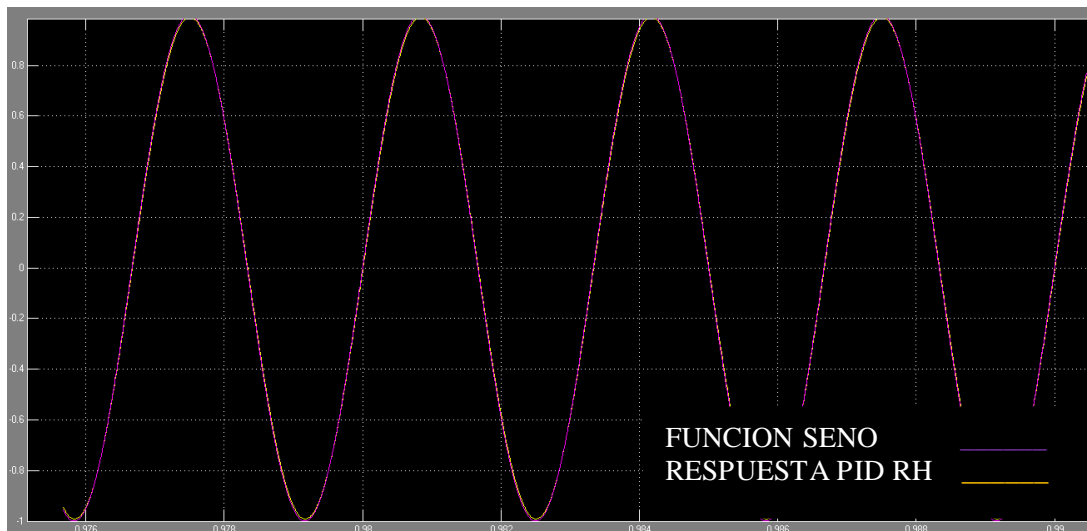
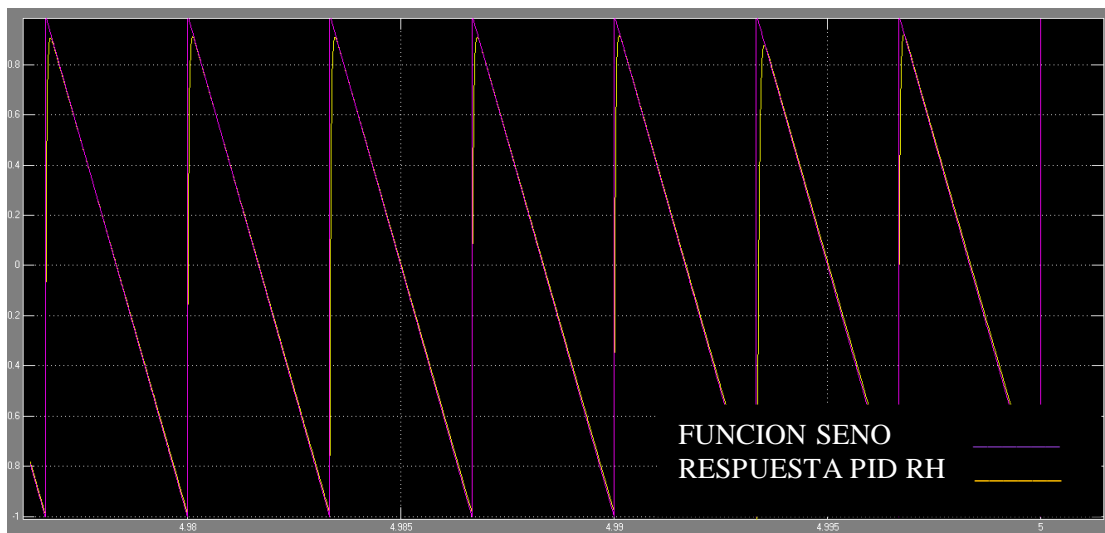


Figura 34. Respuesta de la planta a una entrada rampa periódica con un controlador PID



Al igual que en el anterior proceso, el controlador PID muestra un buen comportamiento ante entradas rampa y seno, ya que muestra un seguimiento aceptable. Como ya se mencionó, estas pruebas solo son para observar el comportamiento como fin teórico, ya que en la planta real se encuentra una señal de referencia de este tipo en muy pocos casos.

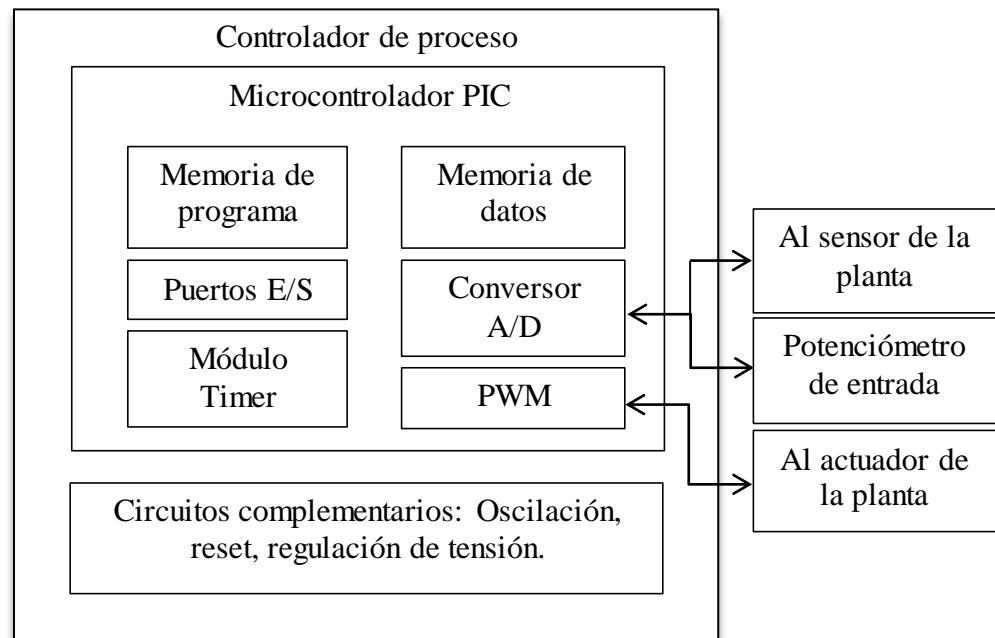
7 IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR DE PROCESO

El controlador de proceso se implementa en el microcontrolador PIC (Peripheral Interface Controller) producido por Microchip quienes ofrecen versatilidad y flexibilidad al momento de seleccionar un producto, además de encontrar abundante información y herramientas de diseño en la internet.

Otras características que resaltan son la capacidad de memoria de programa y datos, los periféricos necesarios para comunicación y control, tamaño, rapidez, potencia, un arreglo de funciones análogas y digitales, alimentación, reinicio, seguridad de código y emulación en tiempo real, etc. La programación del firmware se puede hacer en lenguaje ensamblador de bajo nivel, en lenguaje C de nivel intermedio y lenguajes de alto nivel como Basic¹⁷, FlowCode¹⁸ o Nipple. La interfaz de implementación se puede explicar en dos partes:

- Hardware del controlador de proceso
- Programación del firmware del controlador de proceso

Figura 35. Diagrama de bloques del controlador de proceso



¹⁷ REYES, Carlos. Microcontroladores PIC Programación en BASIC. Vol. 1, 3 ed. Quito – Ecuador, Rispergraf, 2008. 221p. . Disponible en Internet: URL: <http://es.scribd.com/doc/63742141/Micro-Control-Adores-Pic-Basic-Carlos-a-Reyes>

¹⁸ MICROSYSTEMS, Engineering. FlowCode 4: Otra Forma de Programar. Vizcaya, España. 36p. Disponible en Internet: URL: <http://es.scribd.com/doc/96770635/Tutorial-Flowcode-4-espanol>

7.1 Hardware del controlador de proceso.

Está basado en el microcontrolador PIC 16F877A, se escogió principalmente por su capacidad y porque es el más utilizado en proyectos avanzados que requieren mayor número de entradas y salidas como automatización de procesos industriales, alarmas residenciales, etc.

Este microcontrolador, posee una memoria de programa de 8k palabras de 14 bits tipo flash, memoria de datos EEPROM de 256 por 8 bits, memoria RAM de 368 por 8 bits y 33 pines de entrada y salida las cuales se dividen en:

Puerto A trabaja a 6 bits, (RA0-5)

Puerto B trabaja a 8 bits, (RB0-7)

Puerto C trabaja a 8 bits, (RC0-7)

Puerto D trabaja a 8 bits, (RD0-7)

Puerto E trabaja a 3 bits, (RE0-2)

Además de ello posee 8 conversores Análogo – Digital A/D. La conversión de la señal analógica aplicada (a uno de los canales) se plasma en número binario de 10 dígitos. El módulo A/D posee voltajes de referencia que pueden ser seleccionados para emplear las tensiones VDD, VSS del microcontrolador o puede emplear tensiones aplicadas a los pines RA2 o RA3. El módulo A/D se utiliza en la emulación para desarrollar el controlador PID, este se configura con dos entradas, la entrada AN0 para el setpoint análogo y la entrada AN1 para la realimentación de la planta, el voltaje de referencia positivo es el voltaje de alimentación (VCC) y negativo la tierra (GND).

El procesador propiamente dicho está formado por la ALU (unidad aritmética lógica) RISC (*Reduced Instruction Set Core* - Núcleo con Set Reducido de Instrucciones), se caracteriza por que el número de instrucciones es pequeño y además casi todas se realizan en la misma cantidad de tiempo, tiene un set de 35 instrucciones, es de tecnología CMOS de bajo consumo (menos de 2 mA a 5 V y 5 Mhz), con rango de voltaje de operación de 2.5 – 5.5V y velocidad de operación de 4Mhz¹⁹.

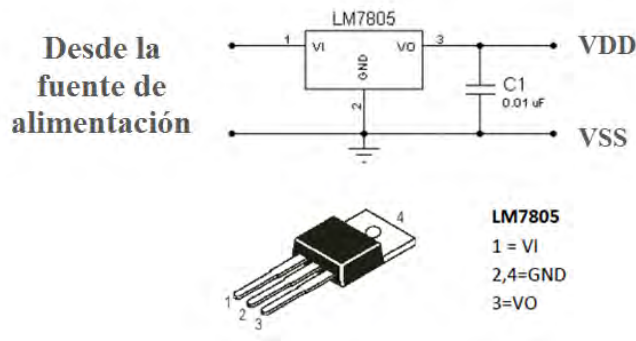
7.1.1 Circuito de alimentación.

El PIC tiene como voltaje de operación un rango de 2.0V – 5.5V CC, que se aplica en los pines VDD y VSS que son alimentación y tierra. Este voltaje se obtiene de la fuente de alimentación por medio del regulador positivo de tensión LM7805, que es un dispositivo de tres terminales en encapsulado T0220, tiene un limitador de corriente interno, un interruptor de apagado por temperatura que permite operar en un rango seguro, puede entregar 1A de corriente a la salida.

¹⁹ PERALTA, Meza y QUINONES, Carlos. Curso básico de PIC16F877. 159p. Disponible en Internet: URL:

<http://www.aloha2.com.ar/Tincho/Descargas/Electronica-PIC16F877.pdf>

Figura 36. Circuito auxiliar de alimentación con regulador LM7805

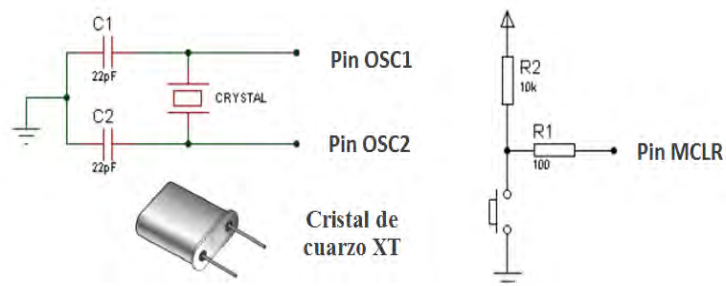


7.1.2 Circuito de oscilación y reinicio

El PIC requiere un circuito que le indique la velocidad de trabajo o frecuencia de oscilación (F_{osc}), que genere una onda cuadrada para sincronizar las operaciones del sistema, es simple pero vital para el funcionamiento. Este microcontrolador permite varios tipos de osciladores, en este caso se utiliza el oscilador de cristal XT con F_{osc} de 10Mhz. La conexión se hace como indica la siguiente figura, los condensadores se escogen de acuerdo a la recomendación de la hoja de datos del microcontrolador, en este caso $C1 = C2 = 22pF$. El ciclo instrucción es lo que tarda en una instrucción estándar en ser ejecutada, en este caso cada ciclo de instrucción tarda 4 ciclos del oscilador, $F_{osc}/4$.

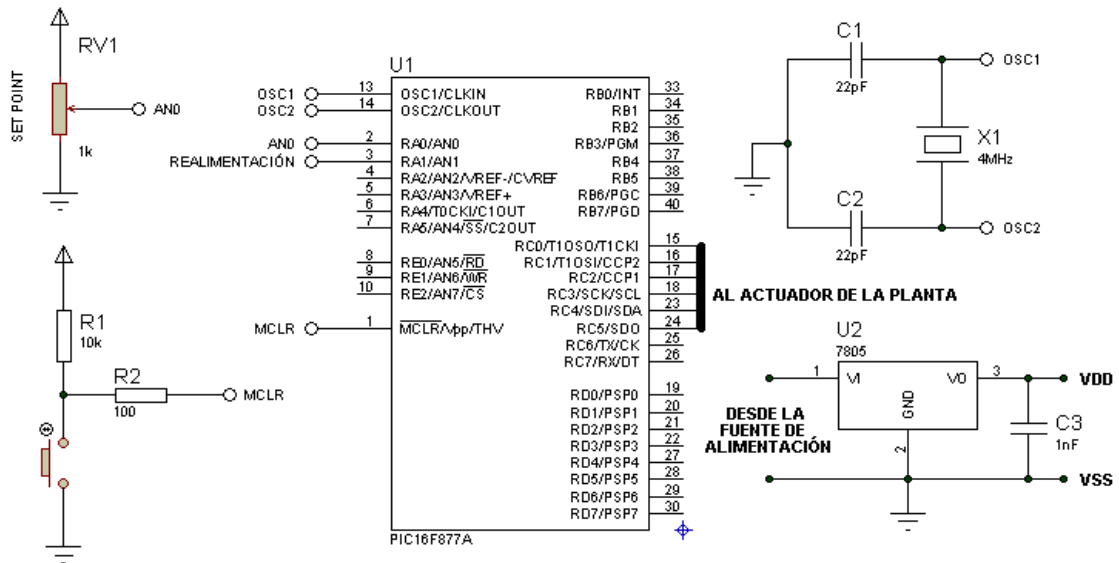
El circuito de reinicio o reset, el dispositivo carga el contador de programa con el valor 00H, en este estado todos los elementos internos del PIC toman un valor conocido, el pin de reinicio es el pin 1 se denomina MCLR (*Máster Clear*) y produce este estado cuando se aplica un nivel bajo.

Figura 37. Circuito de oscilación y de reinicio



En la siguiente figura se puede visualizar el hardware controlador de proceso, donde se integran los circuitos anteriormente mencionados.

Figura 38. Circuito del controlador de proceso



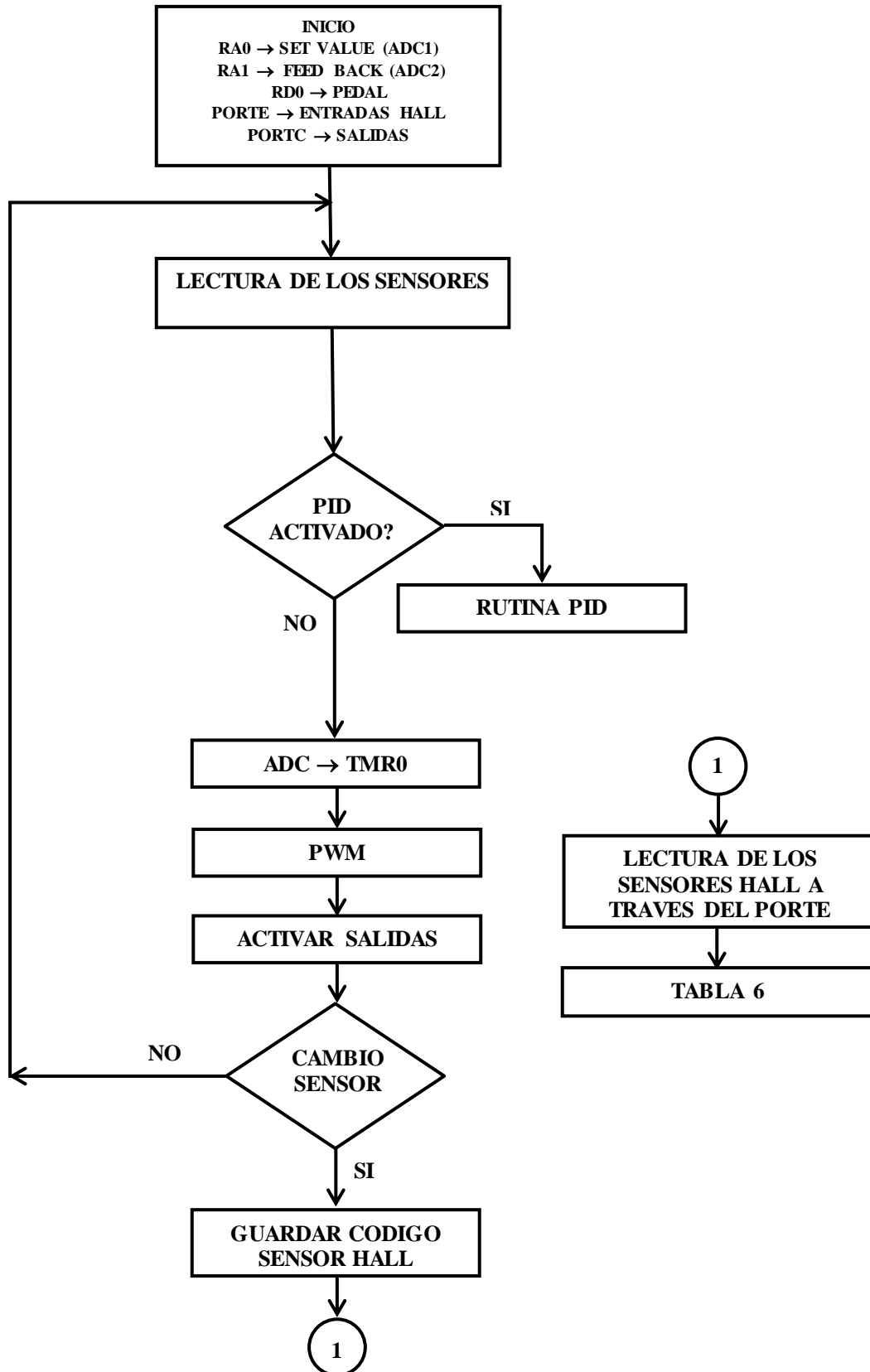
7.2 Programación del firmware del controlador de proceso

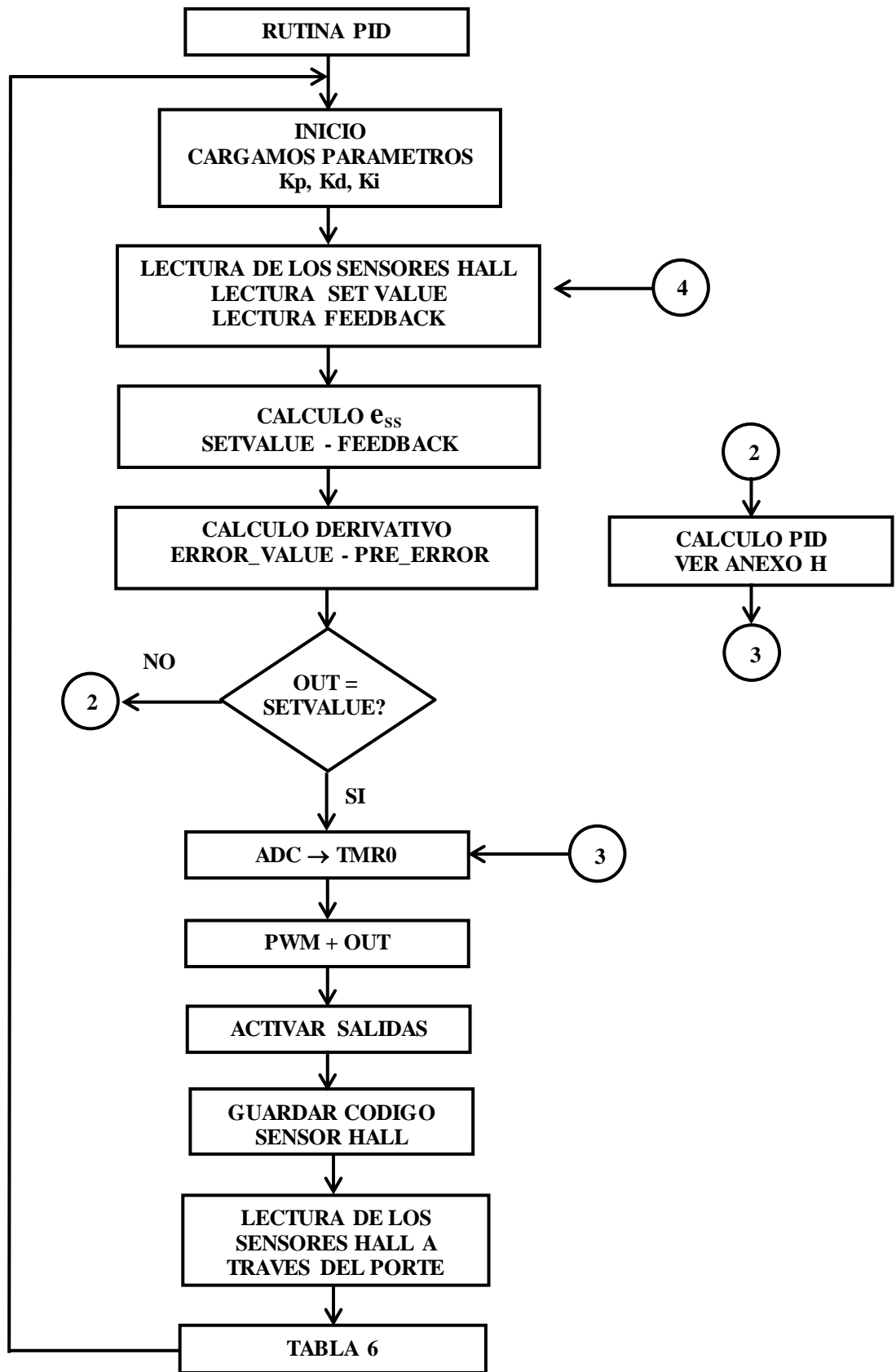
El firmware se encarga de manejar los periféricos y módulos que conforman el controlador de proceso. Principalmente se distingue 2 partes, la configuración de periféricos y la implementación del programa que se muestra en el diagrama de bloques de la figura 35 y 39 correspondiente al PID. La programación se ha realizado en el lenguaje FlowCode.

FlowCode es un programa orientado a la programación de microcontroladores a través de diagrama de flujo. Una vez construido el programa, FlowCode permite traducir el diagrama de flujo a lenguaje C, o a código assembler (ASM), y a su vez compila el programa dentro del mismo entorno generando el código .HEX, que es el que finalmente se graba en el micro a través de la placa del programador y su respectivo software. FlowCode tiene 2 ambientes simultáneos, uno de diagrama de flujo y otro panel de componente hardware, permitiendo simular el comportamiento del programa a través de una serie de componentes virtuales tipo hardware colocado en el panel de componente. FlowCode posee una serie de subrutina que permiten monitorear y/o controlar los componentes virtuales hardware, permitiendo observar el comportamiento del programa. Sin necesidad de realizar montaje de pruebas, sino cuando finalmente se va a montar en la placa prototipo con la garantía que brinda FlowCode de un óptimo funcionamiento del programa según la simulación respetando sus pruebas de simulación.

Este programa le permite al programador realizar subrutinas propias, bien sea Código Assembler o en Lenguaje C, según sea la preferencia del programador, para convertirla en macro o bloque en lenguaje FlowCode, con la salvedad que ese código no permite la simulación de los componentes¹⁸.

Figura 39. Diagrama de bloques de control PID





No se entrara en detalles técnicos de programación ya que no es el objetivo del trabajo.

Para un mayor análisis se puede dirigir a los ANEXOS G, H e I, donde se encuentran los diagramas del programa con comentarios explicativos.

Se configura los puertos, puerto C como salida para el actuador de la planta (en la emulación), puerto D como entrada para el pedal que activa las salidas del puerto C y puerto E como entradas de los sensores Hall del motor.

El conversor A/D que se utiliza en la emulación se configura, con dos canales de entrada analógica, RA0 para el setpoint analógico y RA1 para la señal de realimentación.

El módulo TIMER 0 se configura como generador de interrupción con un pre-escaler de 1:1. Eso significa que cada pulso que ingrese incrementará el valor en el registro TMR0 (el valor máximo de cuentas será 256). El valor del pre-escaler depende de los bits PS2 (bit 2), PS1 (bit 1) y PS0 (bit 0) del registro OPTION_REG. El bit PSA (bit 3) del registro INTCON define si el pre-escaler funciona con el Watchdog o con el Timer 0.

7.3 Programación del algoritmo de control

Después de la configuración del lenguaje FlowCode y de los periféricos, iniciamos agregando los bloques necesarios para el diagrama de flujo, teniendo en cuenta el análisis previo y la objetividad del proceso que debe realizar.

Para una mejor comprensión del diagrama de control, se realizó en diferentes macros o subrutinas además de presentar mayor respuesta al momento de la emulación.

- **La Rutina Principal.** Inicia el microcontrolador, carga los parámetros del controlador, k_p , k_i y k_d , inicia las variables y puertos en cero, inicia la interrupción por el Timer 0 de acuerdo a los sensores de efecto Hall para la conmutación del motor y llama a la rutina PID para determinar el error en todo momento y corregirlo logrando estabilidad del sistema.
- **Subrutina de Conmutación.** Esta subrutina es la que se encarga de manipular las salidas de los PWM's a los driver de los Mosfet's, de acuerdo a los valores de entrada de los sensores de efecto Hall. La tabla No. 6 muestra la secuencia de conmutación en giro antihorario, que es ingresada al FlowCode en diagrama de flujo con un bloque condicional IF THEN. Para mayor análisis ver el (ANEXO I).
- **Subrutina de interrupción del TIMER.** La característica de interrupción de esta rutina sincronizada por el módulo TIMER hace que sea precisa y estable, la atención de esta rutina da paso a la ejecución de las rutinas de lectura de la planta, del mecanismo del controlador PID. Se debe tener en cuenta que las rutinas anteriormente mencionadas duren un tiempo menor al periodo del TIMER que coordina la ejecución de la interrupción, en este caso de 2mS. Para más detalles ver el (ANEXO I).

- **Subrutina de lectura de la planta.** Se ejecuta la lectura utilizando el conversor A/D para conocer el valor de la salida de la planta que se manifiesta en forma de voltaje. La subrutina consiste en la lectura del registro donde se almacena el valor previamente muestreado y convertido. Para más detalles ver el (ANEXO H).
- **Subrutina del algoritmo PID.** Se encarga de ejecutar el algoritmo de controlador PID. Esta subrutina lee el voltaje de referencia “Setvalue” para la velocidad deseada (Mínima y Máxima) y el voltaje de realimentación de la planta “Feedback” generados por el conversor D/A, con el fin de comparar, alcanzar y mantener la velocidad establecida por la referencia. Para más detalles de la rutina ver el (ANEXO H).
- **Subrutina de conversión de número entero a flotante.** Es importante destacar que a la hora de realizar operaciones matemáticas o lógicas, se deben operar de la siguiente forma, es decir byte con byte, int con int, int con byte o viceversa. float con float y string con string a menos que se utilice una función especial de FlowCode donde intervengan varios tipos de variables.

La función de FlowCode “**int2float**” convierte un número entero a flotante de la siguiente forma:

```
der = int2float(derivativa)
```

Pasa la variable de número entero “derivativa” a una variable de número flotante denominada “der”.

Esta subrutina se implementa debido a que en el criterio de estabilidad de Routh Hurwitz el parámetro del controlador *kd* está en coma flotante y así realizar la siguiente operación.

```
deriva = der * kd
```

Para más detalles de la rutina ver el (ANEXO H).

- **Subrutina de conversión de número flotante a entero.** La función de FlowCode “**float2int**” convierte un número flotante a entero de la siguiente forma:

```
controlD = float2int(deriva)
```

Pasa la variable de número flotante “deriva” a una variable de número entero denominada “controlD”. Para más detalles ver el (ANEXO H).

- **Subrutina de interrupción de INICIO y STOP.** Esta rutina con su característica de interrupción puede alterar el flujo del programa en cualquier momento y detenerlo al igual que iniciar o continuar el control del motor. En la emulación equivale al Pedal que permite que el motor arranque o se detenga. Esta opción es útil y necesaria para mayor seguridad.

8 INTERFAZ DE USUARIO

La interfaz es la encargada de interactuar con el usuario, se encarga de configurar la velocidad del motor para colocarlo en marcha, además se comunica con el controlador de proceso para enviar los datos adquiridos en la realimentación.

8.1 Funcionamiento de la interfaz de usuario

Permite una fácil comunicación con el usuario desplegando la información de la velocidad real en una pantalla LCD y para lograr un fácil accionamiento, cuenta con dos conversores análogo digital y un panel de botones de control. El control de los periféricos de entrada y salida que se mencionan se hace por medio del controlador de interfaz implementado con un microcontrolador PIC 16F877A, que también se encarga de almacenar los datos y sincronizar las señales de voltaje adecuadas (Set Value, Feed Back), que son enviadas al controlador de proceso para excitar las compuestas (Q) de los dispositivos conmutadores mosfet's y de esta manera, garantizar que la señal de control active o desactive de forma adecuada los transistores para energizar las respectivas bobinas con 18 VCC.

8.1.1 Interacción con el usuario

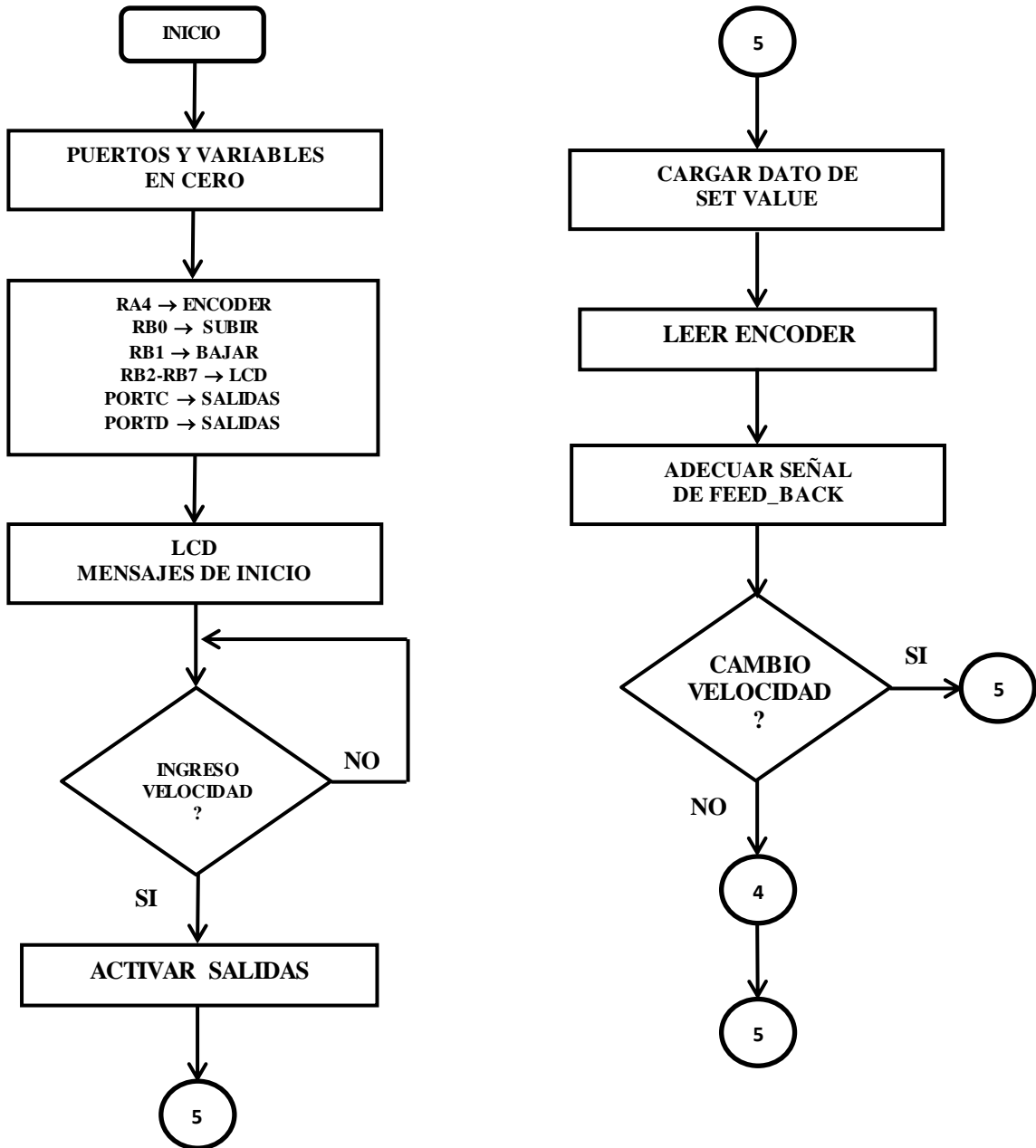
La entrada de datos es por medio de dos pulsadores con los que se selecciona la velocidad deseada (Mínima y Máxima), la cual se muestra a través de la pantalla LCD y se envía a un convertor digital análogo, según la información que se indique en la pantalla se procede a poner en marcha el proceso a través del accionamiento de un pedal.

Los datos de configuración del controlador se encuentran almacenados en el microcontrolador PIC, por ende estos valores no cambian, para que el controlador entre en operación la interfaz se encarga de iniciarlo por medio de un indicador, durante el proceso la interfaz debe realizar algunas tareas como son: mostrar mensajes previamente almacenados, permitir intervención del usuario en el proceso, por ejemplo, un cambio de velocidad o una parada de proceso obligatoria. El diagrama de flujo de la figura 40 muestra cuales son los pasos para el funcionamiento de esta interfaz.

8.1.2 Implementación de la interfaz de usuario

El hardware de la interfaz de usuario se puede dividir en: periféricos de entrada y salida, y el controlador de interfaz de usuario. El firmware de la interfaz de usuario se adapta según los módulos del hardware del controlador de interfaz, en este caso el microcontrolador PIC16F877A.

Figura 40. Diagrama de bloques de interfaz de usuario



8.1.3 Periféricos de entrada y salida

Se compone de dos conversores análogo – digital, dos pulsadores para seleccionar la velocidad deseada (Mínima y Máxima), un pedal de control *STOP/RUN*, un botón de *RESET* para alterar el flujo normal del proceso y la pantalla de cristal líquido (LCD) de formato alfanumérico de 16x2 con referencia LM016L que permite la visualización de la velocidad real del motor Brushless, facilitando la interacción con el usuario.

8.2 Controlador de interfaz de usuario

Se encarga de manejar los periféricos de entrada y salida a través de sus puertos, de esta manera se puede controlar la información que se muestra en la pantalla (velocidad real) y la respuesta dada por los botones de proceso. Cuenta con una memoria predefinida no volátil donde se almacenan los mensajes que conforman el menú de inicio en la pantalla, una memoria *flash* (memoria *EEPROM* desarrollada) de programa donde se almacena el software que controla todos los periféricos y módulos mencionados. Para mayor facilidad, la explicación se abordara en dos partes elementales.

- Hardware de controlador de interfaz de usuario
- Programación del controlador de interfaz de usuario

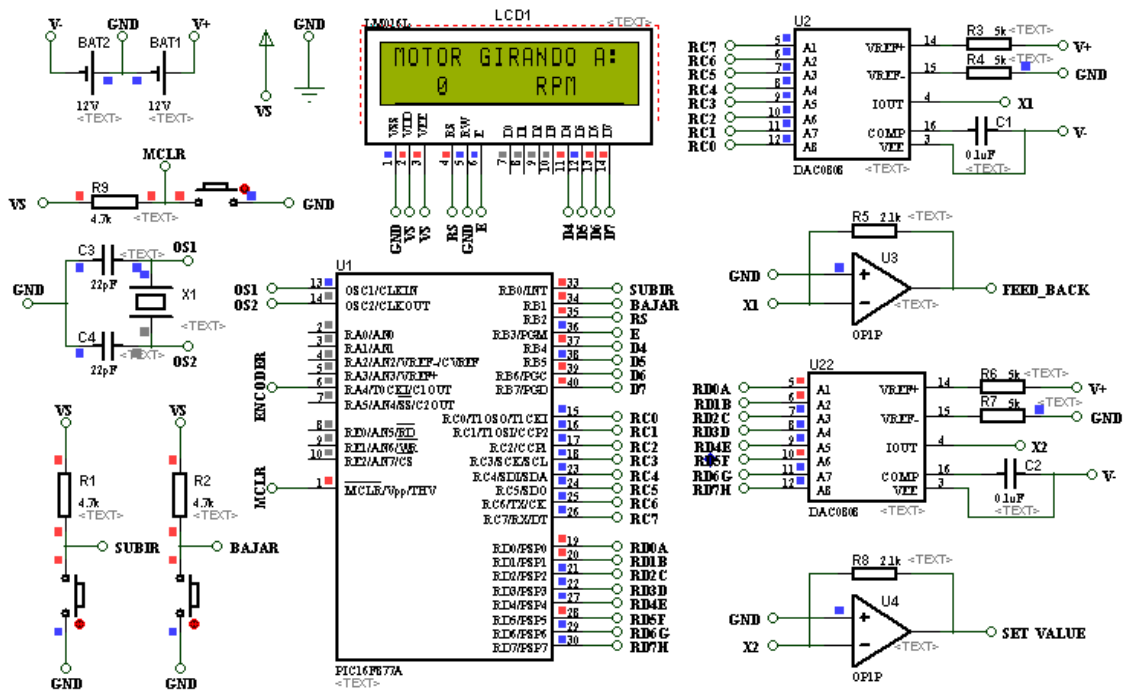
8.2.1 Hardware de controlador de interfaz de usuario

Está conformado principalmente por el microcontrolador PIC16F877A de Microchip, conectores y algunos circuitos auxiliares para el microcontrolador.

- **Microcontrolador PIC16F877A.** Características descritas en el numeral 7.1

En la siguiente figura se muestra la interconexión de los elementos y circuitos auxiliares que conforman el hardware del controlador de interfaz, al igual que el hardware del controlador de proceso se utilizan los mismos circuitos auxiliares de reinicio, de alimentación y de oscilación.

Figura 41. Circuito del controlador de interfaz



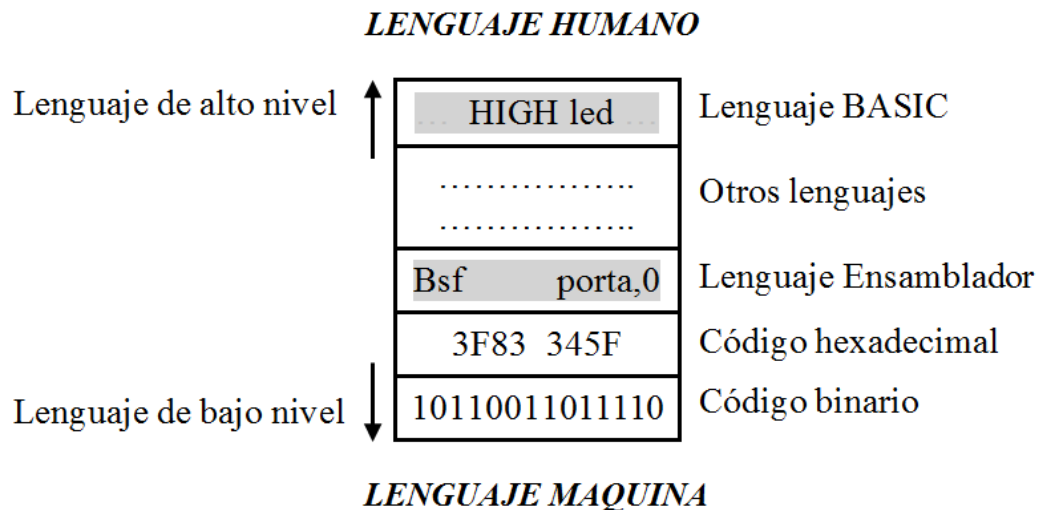
8.2.2 Programación del controlador de interfaz de usuario

Es la parte complementaria del hardware anteriormente descrito. Este se encarga de manejar los periféricos que conforman la interfaz de usuario, de desplegar los mensajes de inicio, interactuar con la respuesta de los motores de forma simple y cómoda, grabar las opciones de usuario (velocidad deseada), comunicarse con el controlador de proceso, controlar y visualizar la velocidad del motor, todo se realiza bajo las instrucciones de programación.

- **Lenguaje Basic.** Es una familia de lenguajes de programación de alto nivel ya que se caracteriza por expresar los algoritmos de una manera adecuada a la capacidad cognitiva humana, en lugar de la capacidad ejecutora de las máquinas.

En la figura 42 vemos que el lenguaje que más se acerca a los humanos es el de más alto nivel y el lenguaje más próximo al tipo de datos que entiende el microcontrolador es un lenguaje de bajo nivel.

Figura 42. Cuadro de niveles de programación¹⁷



Para la programación en Lenguaje Basic, contamos con el Ambiente Integrado de Desarrollo MicroCode Studio (IDE) de microEngineering Labs, Inc., además del compilador Basic, PICBasic Pro Compiler. Con estas dos herramientas se realizó la programación del controlador de interfaz de usuario.

- **MicroCode Studio (IDE)**, es un Ambiente Integrado de Desarrollo de MECANIQUE, diseñado especialmente para **microEngineering Labs, Inc.**, de libre adquisición a través de la página Web <http://www.microengineeringlabs.com>

Al igual que en el capítulo anterior, no se entrara en detalles técnicos de programación ya que no es el objetivo del trabajo. Para un mayor análisis se puede dirigir al ANEXO F donde se encuentra el código del programa con comentarios explicativos.

- **PICBasic Pro Compiler.** Es un compilador el cual permite realizar la programación de microcontroladores. Para descargar este software se puede acceder directamente a la página de productos de **microEngineering Labs**, donde es posible descargar una versión DEMO del compilador PIC Basic, con la cual se pueden compilar programas con un máximo de 31 líneas de código. El software está disponible en la dirección: <http://www.melabs.com/pbpdemo.htm>

PIC Basic cuenta con una serie de herramientas de programación entre las cuales podemos mencionar las etiquetas, variables, identificadores, constantes, comentarios, símbolos entre otras. Algunas de estas herramientas son de uso obligatorio a la hora de realizar un programa, y otras que no son de uso obligatorio, nos facilitarán el trabajo considerablemente²⁰.

- **PICKit2.** Es uno de los programadores más versátiles que programa diversos microcontroladores PIC hechas por Microchip Technology, el programador PICKit2 permite detectar el micro en la tarjeta, programarlo y a la vez permite probar el programa sin necesidad de sacar el microcontrolador de la tarjeta suministrándole la energía del puerto USB al circuito.
- **ISIS Professional.** Las simulaciones se hicieron en PROTEUS de Labcenter Electronics. Una de las herramientas más importantes disponibles en Internet que dispone de una gran variedad de microcontroladores de la familia PIC, INTEL, ATMEL, ZILOG y MOTOROLA, además de una gran variedad de elementos electrónicos.

9 ACTUADOR, SENSOR Y FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL PROCESO

9.1 Control voltaje/frecuencia a motor de inducción trifásico usando control trapezoidal

El motor BLDC se define convencionalmente como un motor síncrono de imán permanente con una forma de onda trapezoidal Back EMF y 120 grados eléctricos de separación de sus fases. Corrientes del estator rectangulares se utilizan ampliamente, ya que ofrecen las siguientes ventajas, primeramente, suponiendo que el motor tiene Back EMF trapezoidal y que el proceso de conmutación de las fases es correcto, la mecánica del torque desarrollado por el motor es constante, en segundo lugar, las unidades de corriente continua sin escobillas muestran una alta densidad de potencia mecánica.

Los motores síncronos de imanes permanentes se pueden clasificar de muchas maneras, dependiendo de los perfiles de Back EMF: Motor sin escobillas de corriente continua (BLDC) y Motor síncrono de imán permanente (PMSM). Esta terminología define la forma de Back EMF del motor síncrono. Ambos motores BLDC y PMSM tienen imanes permanentes en el rotor, pero difieren en las distribuciones de flujo y perfiles Back EMF. Para obtener el mejor rendimiento del motor síncrono, es importante identificar el tipo de motor con el fin de aplicar el tipo más adecuado de control como se describe a continuación.

Tabla 16. Comparación de los motores BLDC y PMSM.

Comparación de los motores BLDC y PMSM	
BLDC	PMSM
Máquina síncrona.	Máquina síncrona.
Alimentación con corriente directa.	Alimentación con corrientes sinusoidales.
Back EMF trapezoidal.	Back EMF sinusoidal.
Dos fases activadas al mismo tiempo	Posible tener tres fases al mismo tiempo
Ondulación de torque en conmutaciones	Sin fluctuaciones de par en conmutaciones
Menos pérdidas de conmutación	Mayores pérdidas de conmutación
Algoritmos de control relativamente simples	Los algoritmos de control son matemáticamente intensivos.

- Los dos tipos de motores son máquinas síncronas. La única diferencia entre ellos es la forma de la tensión inducida, resultante de dos maneras diferentes de cableado de las bobinas del estator. El Back EMF es trapezoidal en la caja del motor BLDC y sinusoidal en el caso del motor PMSM²⁰.
- El BLDC podría ser impulsado con corrientes sinusoidales y el PMSM con corrientes directas, pero para un mejor rendimiento, los motores PMSM debe ser excitado por corrientes sinusoidales y el motor BLDC de corrientes continuas.
- El motor BLDC se caracteriza por una fase de dos en funcionamiento para controlar el convertidor. En este esquema de control, la producción de par sigue el principio de que la corriente debe fluir en sólo dos de las tres fases a la vez y que no debe haber la producción de par en la región de los cruces de cero. La figura 43 describe las formas de onda eléctrica en el motor BLDC en las dos fases de la operación.

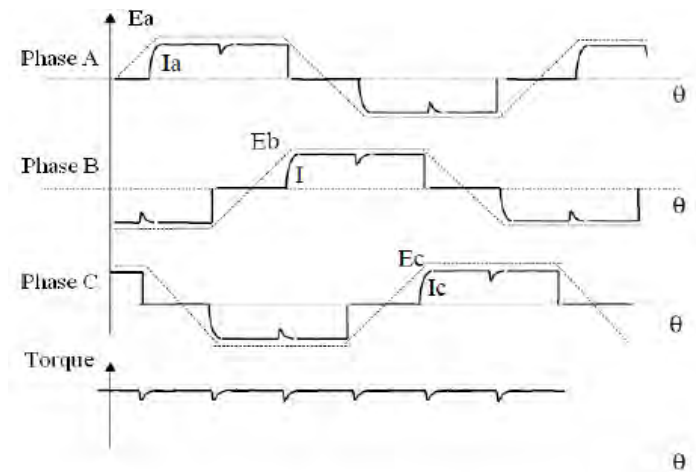
Esta estructura de control tiene varias ventajas:

- Sólo una corriente en un tiempo tiene que ser controlada.
- Sólo un sensor de corriente es necesario (ni ninguno de lazo de velocidad solamente, como se detalla en las siguientes secciones).
- La colocación del sensor de corriente permite el uso de sensores de bajo coste como una derivación.

Hemos visto que el principio de los motores BLDC es en todo momento, energizar el par de fase que puede producir el par más alto. Para optimizar este efecto la forma Back EMF es trapezoidal. La combinación de la corriente continua con un retorno de EFM trapezoidal, hace teóricamente posible producir un par de torsión constante. En la práctica, la corriente no puede establecer instantáneamente en una fase del motor, como consecuencia de la fluctuación de par está presente en cada conmutación de fase de 60 grados.

²⁰ AKIN, Bilal y BHARDWAJ, Manish. Texas Instruments. Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors, 2013. 35p. Disponible en Internet: URL: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf>

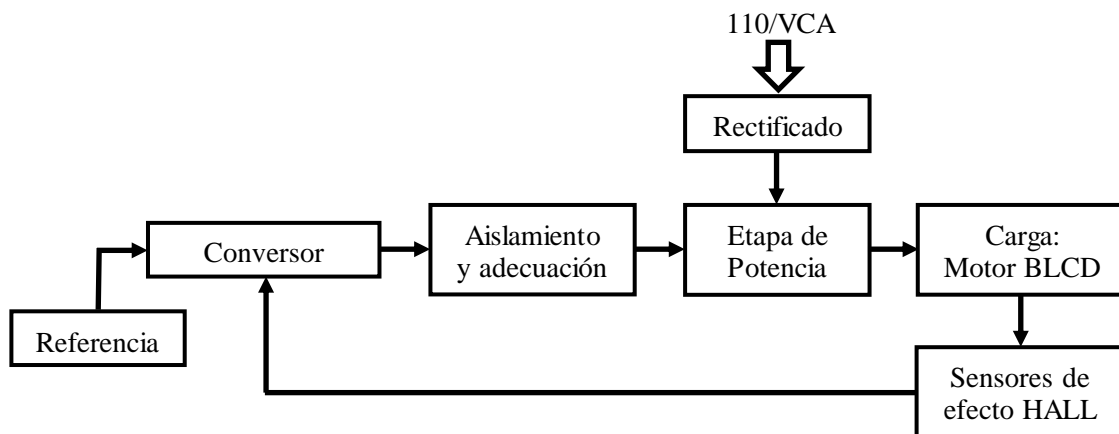
Figura 43. Formas de onda eléctrica en la segunda fase de Operación y rizado del par



9.2 Implementación variador de frecuencia (prototipo experimental)

EL prototipo experimental se compone de los siguientes circuitos: digital, aislamiento y adecuación de señal, sensores de efecto HALL para medir las R.P.M. (revoluciones por minuto) del motor Brushless. La siguiente figura ilustra los bloques del circuito experimental. Como puede observarse es un sistema de lazo cerrado. En las siguientes secciones se explicara el objetivo, las características y desarrollo de los bloques. Durante la explicación de los circuitos se harán referencias a segmentos del diagrama para localizar los componentes del circuito descrita.

Figura 44. Diagrama de bloques del circuito experimental



9.2.1 Determinación de los elementos a emplear

Para el diseño se parte de la necesidad de construir un inversor trifásico que entregue la potencia nominal a la carga. La carga es un motor BLDC que tienen la característica de no emplear escobillas en la conmutación para la transferencia de energía; en este caso, la conmutación se realiza electrónicamente. Esta propiedad elimina el gran problema que poseen los motores eléctricos convencionales con escobillas, los cuales producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, desprenden calor, son ruidosos y requieren una sustitución periódica y, por tanto, un mayor mantenimiento. El voltaje nominal es de 48 VCC y corriente 3.33A respectivamente. Marca Maxon, con una velocidad nominal de 30100 RPM a una frecuencia de voltaje de 60 Hz.

9.2.2 Puente rectificador

La señal de CA de red doméstica se convierte a CC con el uso de un puente rectificador no controlado de cuatro diodos.

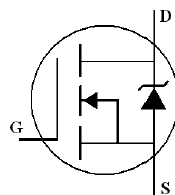
Considerando la corriente nominal del motor igual a 3.3A, los diodos deben soportar de 4 a 7 veces este valor al momento de arranque, usando así un rectificador de 15A y capaz de soportar un voltaje de pico inverso igual $220VCA * 2 = 311V$.

Un capacitor de valor 2200 μ F filtra residuos de la componente de CA a la salida del puente rectificador.

9.2.3 Mosfet de Potencia

Es un interruptor controlado por voltaje que conduce en un solo sentido. Para una carga resistiva este tipo de interruptor no presenta ningún problema, sin embargo el motor es una carga inductiva que almacena energía de la fuente mientras el mosfet conduce, y la libera cuando el mosfet termina de conducir, para que circule esta corriente inversa se utiliza un diodo en antiparalelo entre el D (Drenaje) y la S (Fuente). El arreglo del mosfet y el diodo en antiparalelo permite la conducción bidireccional de la corriente y así evitar el daño de los seis transistores que conforman el Inversor.

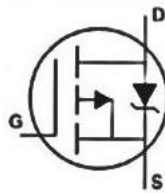
Figura 45. Símbolo del transistor mosfet NPN



Características principales del mosfet IRFZ44N²¹.

- Voltaje de alimentación $V_{DS} = 55V$
- Resistencia de drenaje a fuente ($(ON) = 17.5m\Omega$)
- Corriente de drenaje $ID = 49A$.

Figura 46. Símbolo del transistor mosfet PNP



Características principales del mosfet IRF9540N²².

- Voltaje de alimentación $V_{DS} = -100V$
- Resistencia de drenaje a fuente ($(ON) = 0.117\Omega$)
- Corriente de drenaje $ID = -23A$.

Para la selección de los transistores mosfet adecuado se tiene en cuenta principalmente la corriente y el voltaje. Debe soportar al menos 36VCA de red rectificadas, es decir 50VCD y una corriente de 3 a 6 veces la corriente nominal de 3.3A del motor.

Otras características que se tienen en cuenta son la resistencia $R_{DS(ON)}$ existente entre drenaje y fuente cuando el transistor se encuentra en conducción, y la frecuencia de conmutación. Con el primer parámetro se pueden llegar a presentar pérdidas de potencia nada despreciables al momento de ahorrar energía. Por otro lado la frecuencia de conmutación exigida para el inversor no supera los 20KHz de manera que no hay problema con este tipo de transistores que superaran fácilmente dicha frecuencia.

²¹ IRFZ44N. Data Sheet, Inchange Semiconductor Company Limited, Disponible en Internet: URL:
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/263368/ISC/IRFZ44N.html>

²² IRF9540N. Data Sheet, International Rectifier, Disponible en Internet: URL:
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68328/IRF/IRF9540N.html>

Los diodos de protección contra corrientes inversas son seleccionados según sus características de t_{rr} (tiempo de recuperación inversa) y voltaje soportado entre sus terminales, que para efectos del prototipo se empleó la referencia SF54, con especificaciones técnicas de $t_{rr}= 35ns$, de voltaje 200V y corriente 5A.

Adicionalmente se configuraron capacitores de desacople en paralelo a los mosfet's de valor $1\mu F/250V$, como elementos de protección contra cambios peligrosos de voltaje dv/dt y mitigar los posibles daños debida a la conmutación de los propios Mosfet's.

9.2.4 Driver

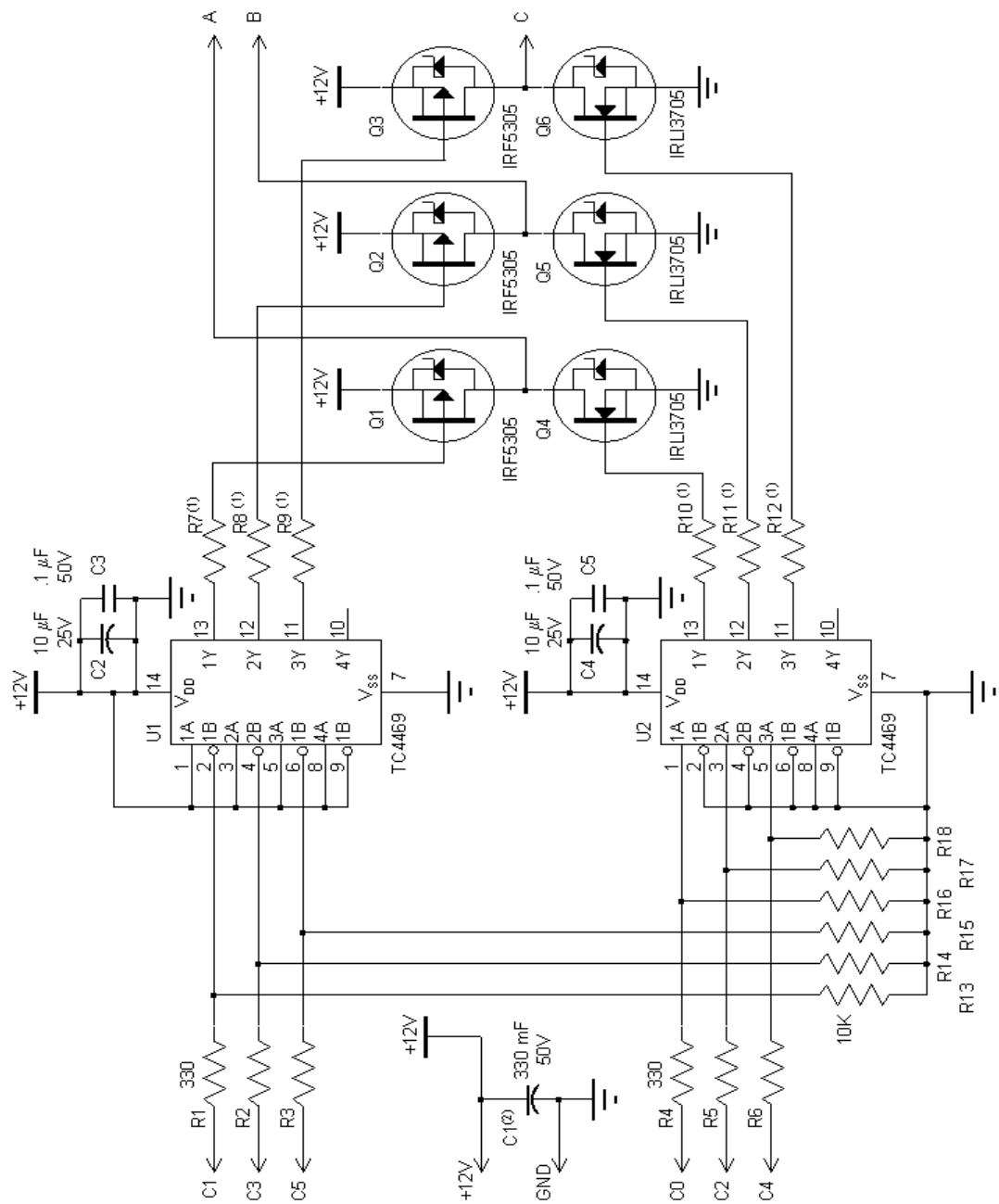
El driver suministra la señal de voltaje adecuada que en este caso es de valor 12 VCD para excitar la G (compuerta) de los dispositivos conmutadores mosfet's y de esta manera garantizar que la señal de control active o desactive de forma adecuada los transistores.

Para tomar la decisión del tipo de driver a utilizar se considera en primera instancia el tiempo de encendido y apagado, es decir debe ser lo más rápido posible con el fin de evitar retardos en la propagación de la señal de control.

El TC4469 es un driver doble, capaz de manejar dos transistores con una misma fuente de alimentación²³.

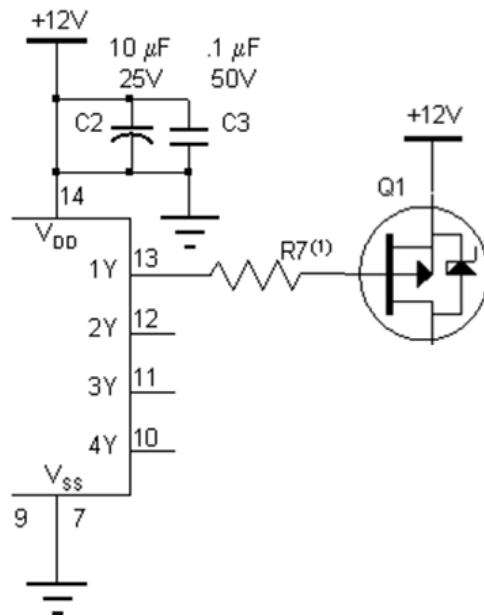
²³ TC4469N. Data Sheet, Microchip Technology Inc, 2002, Disponible en Internet: URL: <http://www1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21425b.pdf>

Figura 47. Conexión típica del driver TC4469⁹



- **Red resistencia-diodo.** El propósito de esta red (Rg-Dg) es proporcionar un retardo adicional al encendido del transistor, sin afectar el apagado del mismo. También se usa para reducir el inevitable pico de voltaje durante el tiempo de recuperación inversa en el transistor. Esto tiene un impacto en pérdidas de potencia, como también dv/dt y EMI (interferencia electromagnética).

Figura 48. Red resistencia-diodo

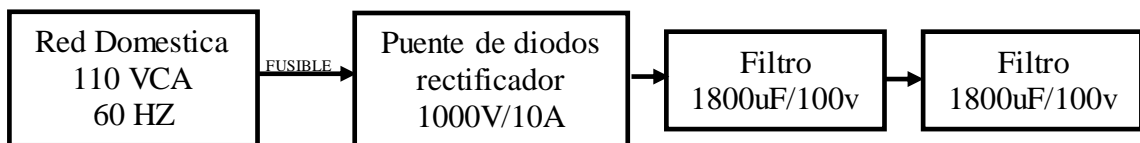


9.3 Construcción de etapas del inversor

9.3.1 Etapa de potencia

El circuito de potencia puede analizarse en dos partes, la primera correspondiente a la etapa CA – CC del inversor en la que se obtiene la fuente VCC, a lo que se denomina bus de CC, y la segunda es la del puente inversor como tal.

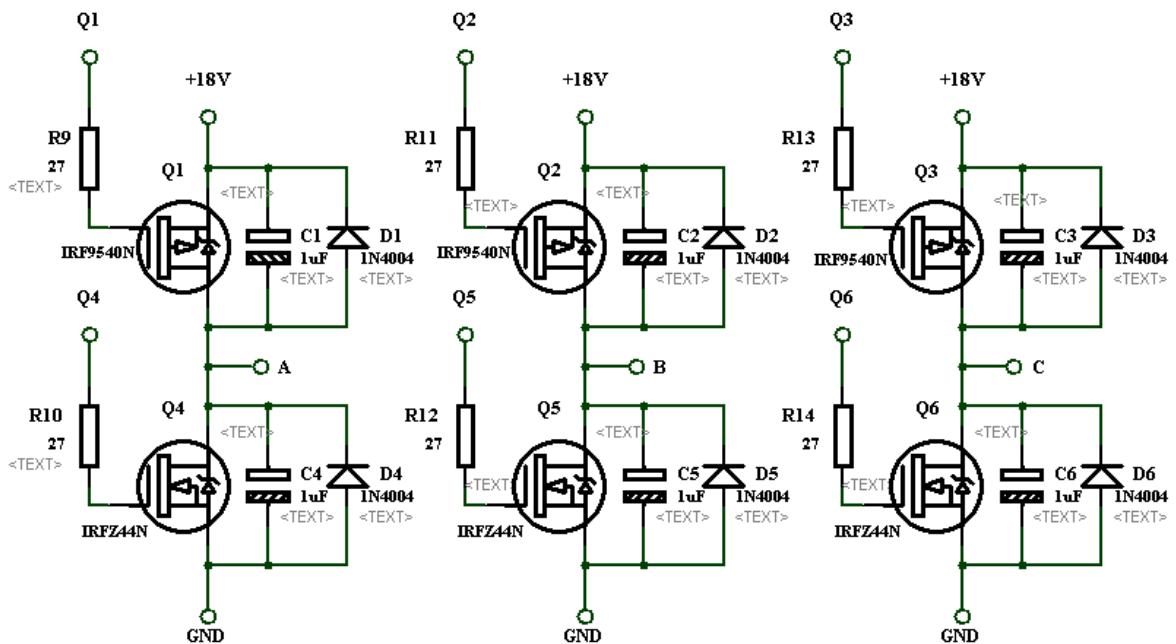
Figura 49. Diagrama de bloques de fuente de potencia



El puente inversor que se implementa consiste en transistores MOSFET de potencia, que conmutan siguiendo una secuencia predefinida para excitar las bobinas del motor en 6 pasos. La disposición de los transistores se muestra en la figura 50 y sus disparos en la figura 51. Las señales que comandan la conmutación de los transistores, siguen la secuencia de 6 pasos para alimentar las bobinas en el orden adecuado, pero también tienen la función de regular la corriente de cada fase por medio de PWM. El ciclo útil de la señal PWM es

proporcional al voltaje promedio que se ve en las bobinas, las cuales filtran esta variación con su propia inductancia produciendo una corriente regulada.

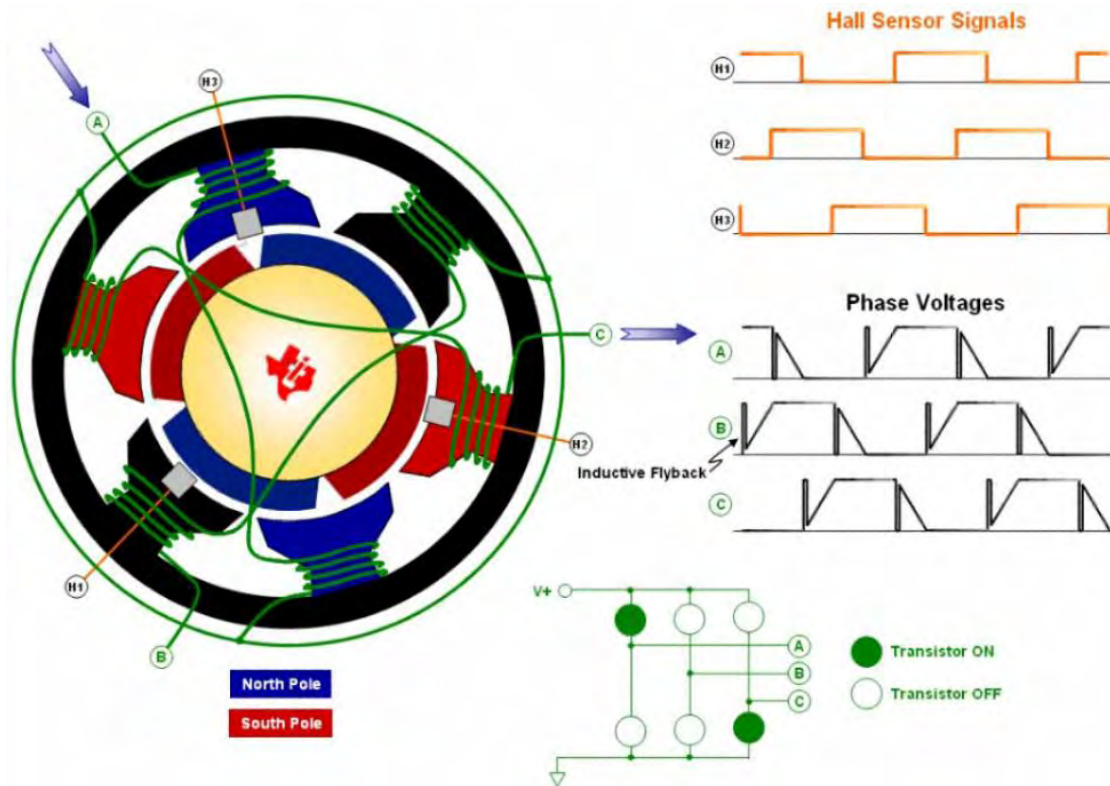
Figura 50. Esquema del puente inversor conformado por 6 transistores



Los motores BLDC tienen una alta eficiencia debido a su baja resistencia y baja inductancia. La velocidad final del motor es determinada por el voltaje aplicado a este y la constante de Back-EMF. Por eso la velocidad puede ser ajustada, regulando el voltaje aplicado. Normalmente se tiene una fuente de voltaje constante, sea esta una batería o una fuente CC, y haciendo uso de la técnica de PWM se puede ajustar el voltaje promedio que va caer sobre el motor lo que permite ajustar efectivamente la velocidad del motor. Este ajuste se puede realizar variando el ciclo útil o porcentaje duty de la señal de PWM con lo que se consigue baja disipación en contraprestación de otras técnicas para variar el voltaje promedio aplicado y alta precisión en la velocidad deseada.

La señal PWM será generada mediante un microcontrolador, con el fin de poder controlar electrónicamente la velocidad del motor.

Figura 51. Disparos en el puente inversor



Cuando se enciende el transistor Q1, la terminal “A” está conectada con la terminal positiva del voltaje CC de entrada. Cuando se enciende el transistor Q6, la terminal “C” se lleva a la terminal negativa de la fuente de CC. Los interruptores de cualquier rama del inversor, no se pueden encender en forma simultánea, porque se produciría un corto a través del enlace con la fuente de voltaje CC de alimentación. De igual modo, para evitar estados indefinidos y en consecuencia voltajes indeterminados de corriente alterna de salida, los interruptores de cualquier rama del inversor no pueden apagarse en forma simultánea, porque se producirían voltajes que dependen de la polaridad de la corriente de línea correspondiente.

9.4 Sensor de velocidad

La explicación se abordara en dos partes elementales.

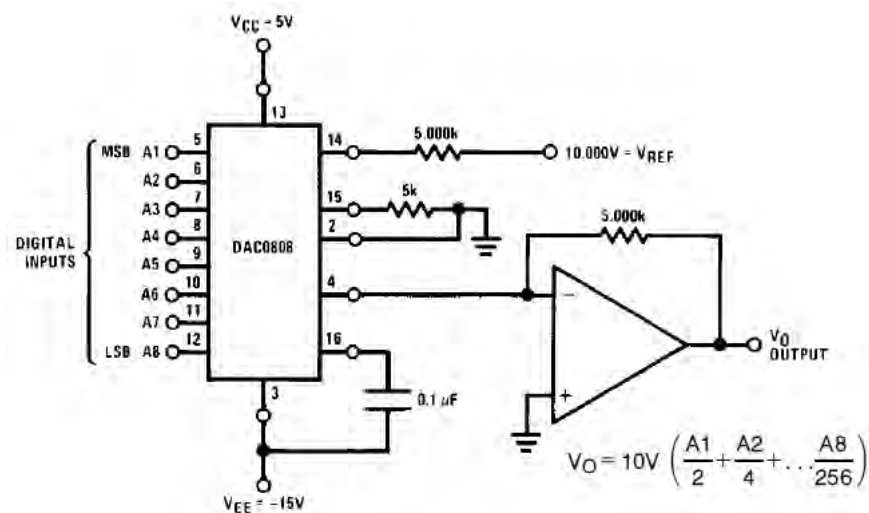
- Conversor digital a análogo (DAC0808)
- Sensores de efecto HALL

9.4.1 Conversor digital a análogo (DAC0808)

Este dispositivo opera con una tensión de alimentación continua V_{CC} en el rango comprendido entre +4,5V y 5,5V y una tensión V_{EE} en el rango de -4,5V a -16,5V. La resolución es de 8 bits, con un tiempo de asentamiento de salida de 150 ns. El tiempo de asentamiento es el tiempo que la salida analógica tarda en estabilizarse después de haber aplicado la entrada digital.

Básicamente, la conversión D/A es el proceso de tomar un valor representado en código digital (como binario directo o BCD) y convertirlo en un voltaje o corriente que sea proporcional al valor digital. En la siguiente figura se muestra un convertidor DAC0808 conectado a un amplificador operacional (LM741), la entrada $+V_{REF}$ establece la tensión de salida analógica. Por ejemplo, una tensión de referencia de 10V da lugar a una tensión de salida máxima de 10V, como se muestra en la figura²⁴.

Figura 52. Conexión convertidor DAC0808²⁵



- **Aplicación.** Se debe calcular el número de pulsos detectados en cada ciclo del bucle a través de los sensores HALL, esta cantidad de pulsos dividida por el tiempo que tarda en ejecutarse un ciclo, permite obtener la velocidad del motor que es la salida del sistema. Esta señal de salida es transformada a código de 8 bits e ingresada al convertor D/A. En el momento que alcance la velocidad deseada (mínima y máxima), con el fin de comparar, alcanzar y mantener la velocidad establecida por la referencia.

²⁴ FLOYD, Thomas L. Fundamento de Sistemas Digitales 7 ed. Pearson Educacion, SA., Madrid 2003. 837p.

²⁵ DAC0808. Data Sheet, National Semiconductor, 1995, Disponible en Internet: URL: <http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/8296/NSC/DAC0808.html>

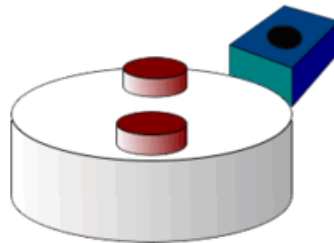
9.4.2 Sensores de efecto HALL

Son elementos que usan el efecto Hall para la medición de campos magnéticos, corrientes o para la determinación de la posición.

Si fluye corriente por un sensor Hall y se aproxima a un campo magnético que fluye en dirección vertical al sensor, entonces el sensor crea un voltaje saliente proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente. Si se conoce el valor de la corriente, entonces se puede calcular la fuerza del campo magnético; si se crea el campo magnético por medio de corriente que circula por una bobina o un conductor, entonces se puede medir el valor de la corriente en el conductor o bobina.

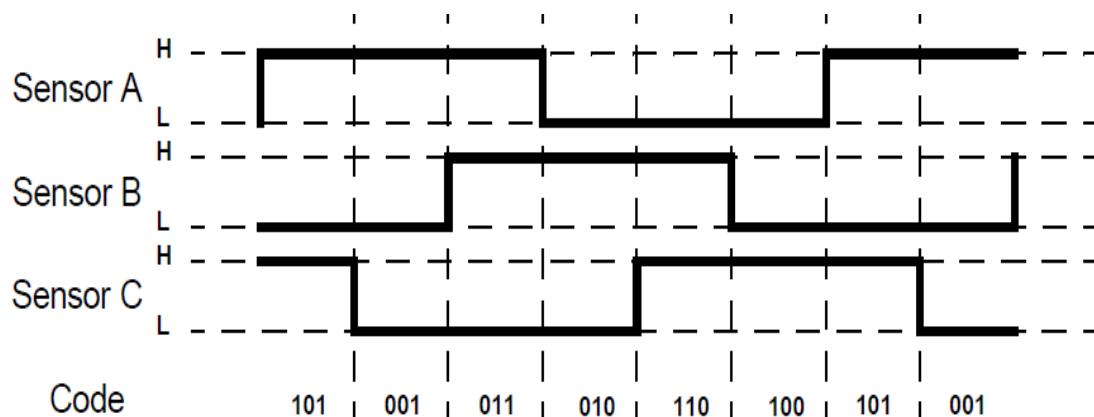
Como sensor de velocidad, los sensores Hall son especialmente ventajosos ya que pueden ofrecer datos fiables a cualquier velocidad de rotación.

Figura 53. Sensor de efecto Hall



La forma de la señal de fase es como se muestra en la siguiente figura, donde es posible detectar el sentido de giro.

Figura 54. Sensor Hall cuadratura



9.5 Etapa digital

La etapa digital consiste en el PIC 16f877A que almacena el programa PWM. La elección de un PIC para esta aplicación y no de un sistema digital destinado para tal propósito se debió al conocimiento previo del PIC, fácil programación, dar aplicación al PIC así como el costo.

9.5.1 Ecuación del controlador discreta

Un computador solo es capaz de procesar valores discretos y finitos, así que para poder implementar el algoritmo de control PID, es necesario discretizar la ecuación del controlador PID, una vez discretizada se calcula para cada uno de los instantes de tiempo muestreados el valor de la acción de control. Para cada instante de tiempo se vuelve a calcular una nueva acción de control utilizando la nueva salida del sistema, esto permitirá al sistema avanzar hacia el estado deseado marcado por la referencia con cada nuevo cálculo. La ecuación discreta del regulador para poder ser implementada en un computador se puede expresar mediante la siguiente ecuación.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i T_s \sum_{k=0}^t e_k + kd \frac{e(t) - e(t-1)}{T_s} \quad (9.1)$$

Donde $e(t)$ es el error de la respuesta del sistema en el instante t , T es periodo de muestreo de la señal y K_p , K_i , y K_d son la ganancia proporcional, integral y derivativa del regulador, respectivamente

9.6 Fuente de bajo poder

Los circuitos integrados LM7812, LM7912 y el LM7805 permiten realizar fuentes de alimentación estabilizadas fiables, ya sean fijas o preajustables²⁶. Las ideas básicas de funcionamiento de un regulador de este tipo son:

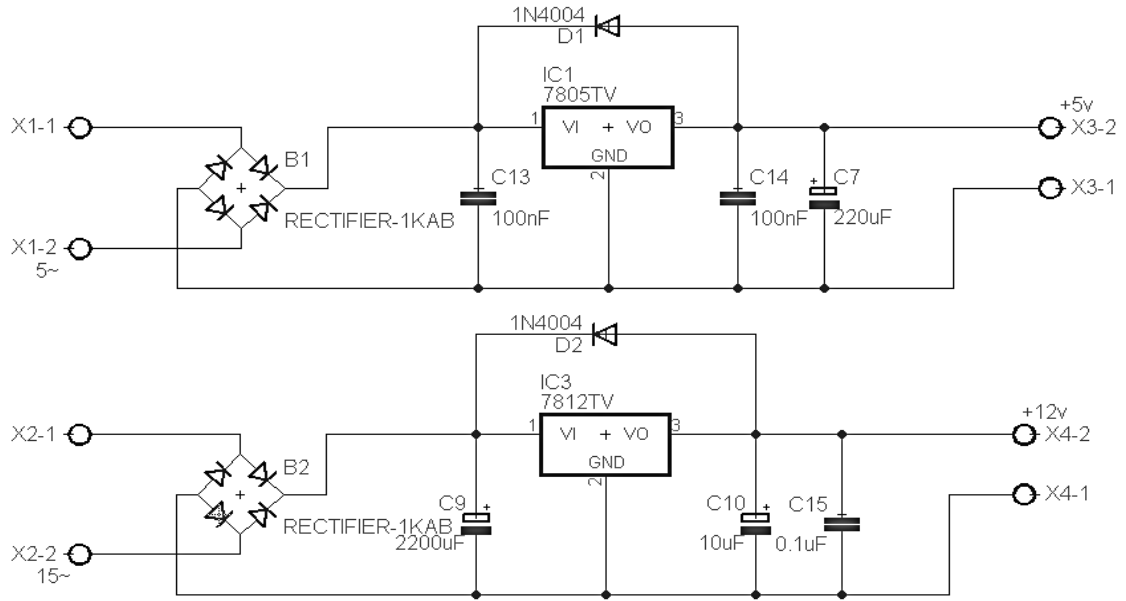
- La tensión entre los terminales V_{out} y GND es de un valor fijo, no variable, que dependerá del modelo de regulador.
- La corriente que entrega a la salida generalmente es de 1.5 Amperios.
- La tensión de entrada V_{in} deberá ser siempre unos 2 o 3 V superior a la de V_{out} para asegurar el correcto funcionamiento del regulador.

²⁶ Disponible en Internet: URL:

<http://es.scribd.com/doc/7474514/Reguladores-de-Voltaje-78XX>

Los reguladores de voltaje 7805 y 7812 suministran tensión positiva mientras que el regulador 7912 tensión negativa.

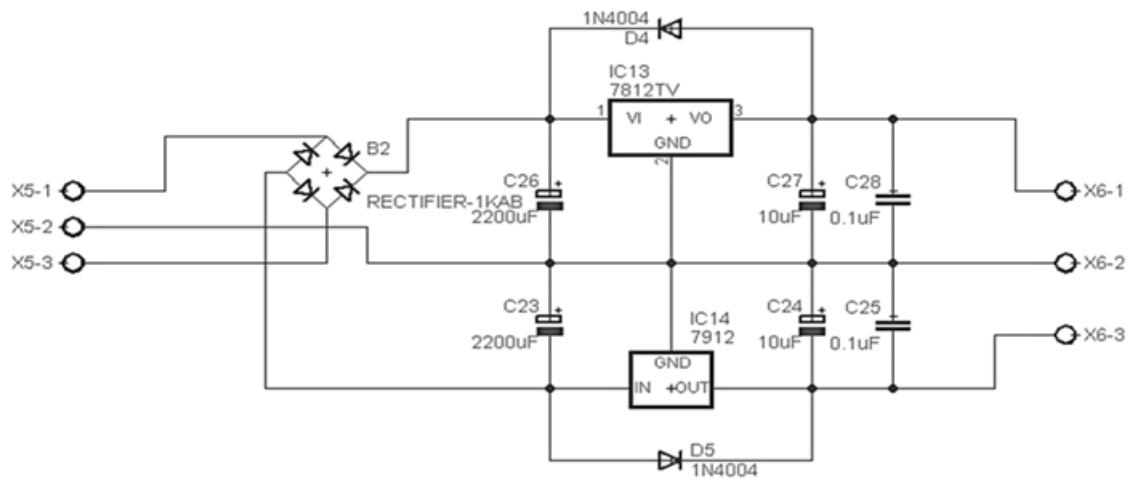
Figura 55. Esquema de fuente de voltaje de bajo poder, +5V y +12V



De la figura anterior la fuente de +12 tiene la función de alimentar el pin de *VCC* del driver TC4469.

Por otro lado la fuente de +5V alimenta lo correspondiente a la etapa digital y al lcd.

Figura 56. Esquema de fuente de voltaje dual de +12V y -12V



La fuente dual de +12 y -12 tiene la función de alimentar los DAC 0808 y los LM741.

9.7 Fuente Conmutada

Es un dispositivo electrónico que transforma energía eléctrica mediante transistores en conmutación²⁷. Mientras que un regulador de tensión utiliza transistores polarizados en su región activa de amplificación, las fuentes conmutadas utilizan los mismos conmutándolos activamente a altas frecuencias (20-200 kilociclos típicamente) entre corte (abiertos) y saturación (cerrados), permitiendo alcanzar potencias de salida del orden de los 1000 W con pequeños voltajes de entrada.

En este proyecto se utilizó una fuente conmutada LEA75F-18 de 120VAC y 1.5 Amperios de entrada, y de 18 VDC, 4.2 Amperios y 75 W de salida. Esta fuente es de fácil adquisición en el comercio.

²⁷ Disponible en Internet: URL:
http://es.wikipedia.org/wiki/Fuente_conmutada

10 IMPLEMENTACION DEL CIRCUITO DE CONTROL Y DEL PROTOTIPO DIPAC

10.1 Construcción de la planta para la emulación

Se ha construido un modelo físico a base de amplificadores operaciones, componentes pasivos y activos.

Figura 57. Circuito de implementación del controlador aplicado al control de velocidad de motores BLCD

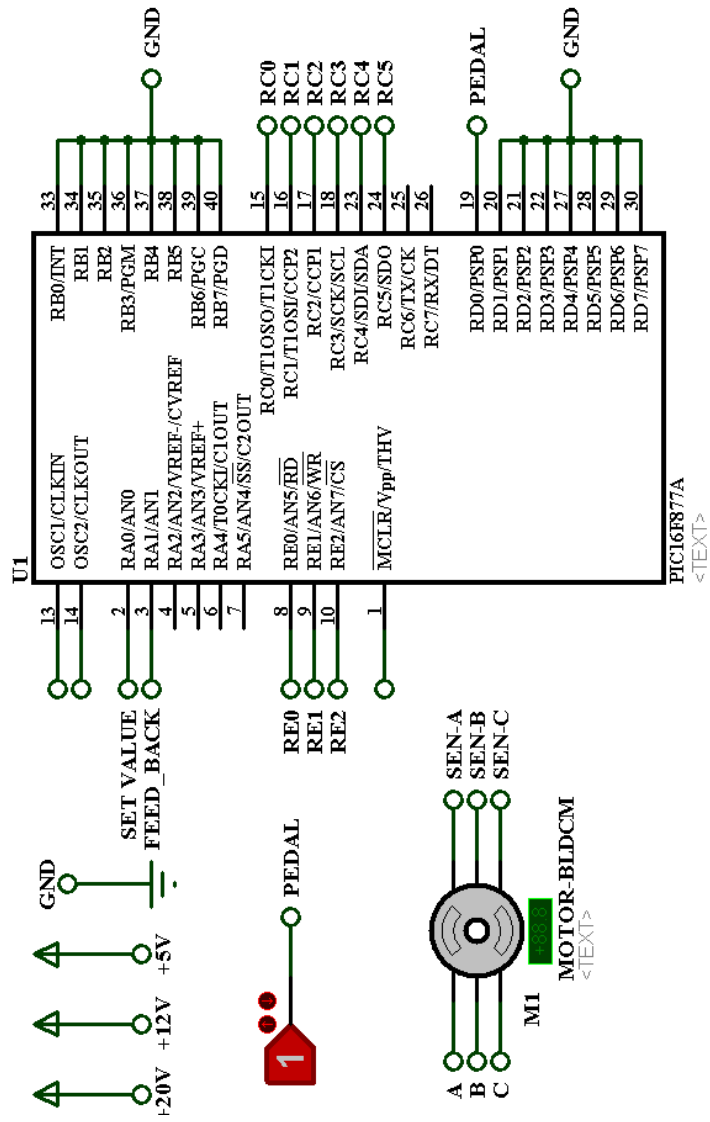


Figura 58. Circuito Driver TC4469

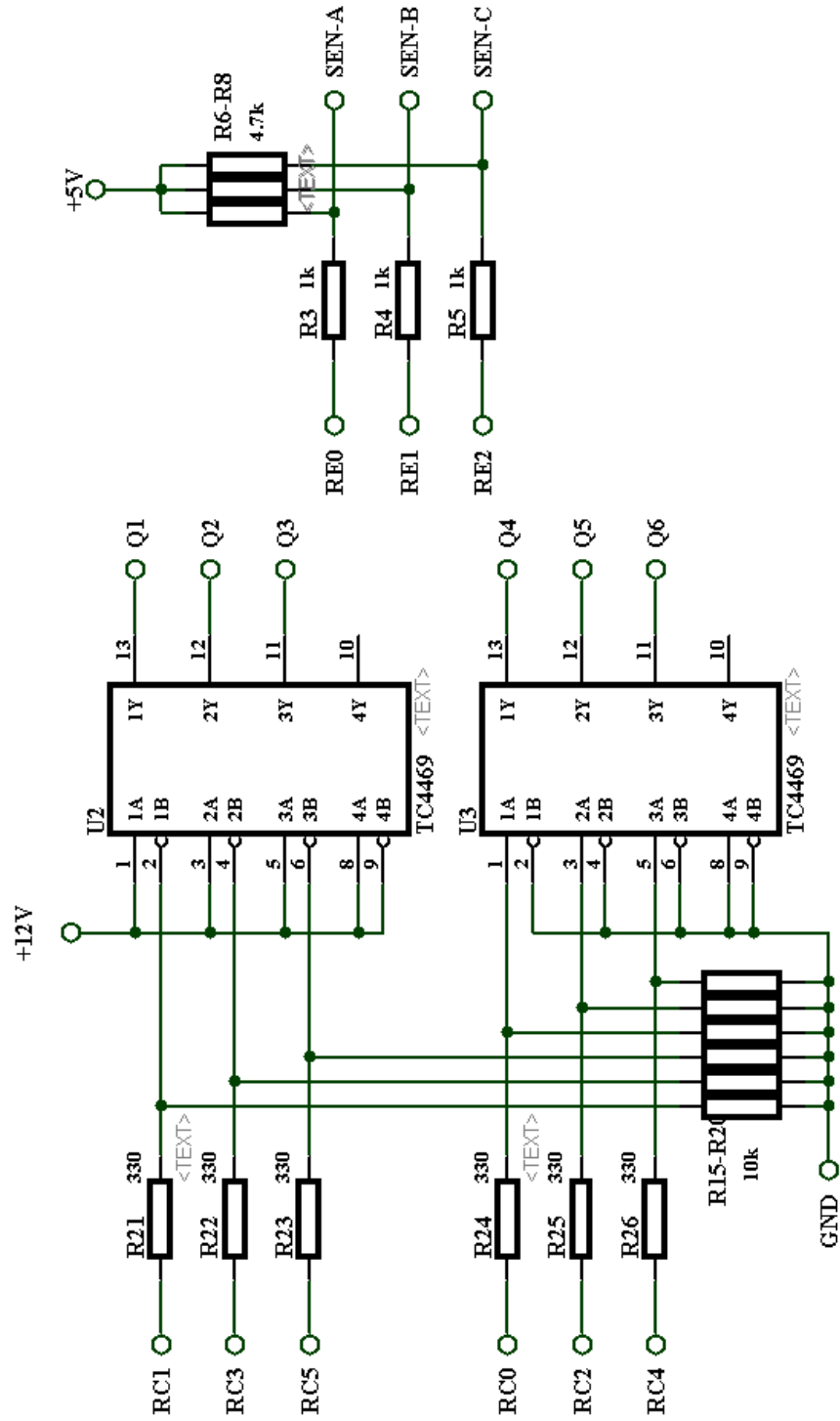
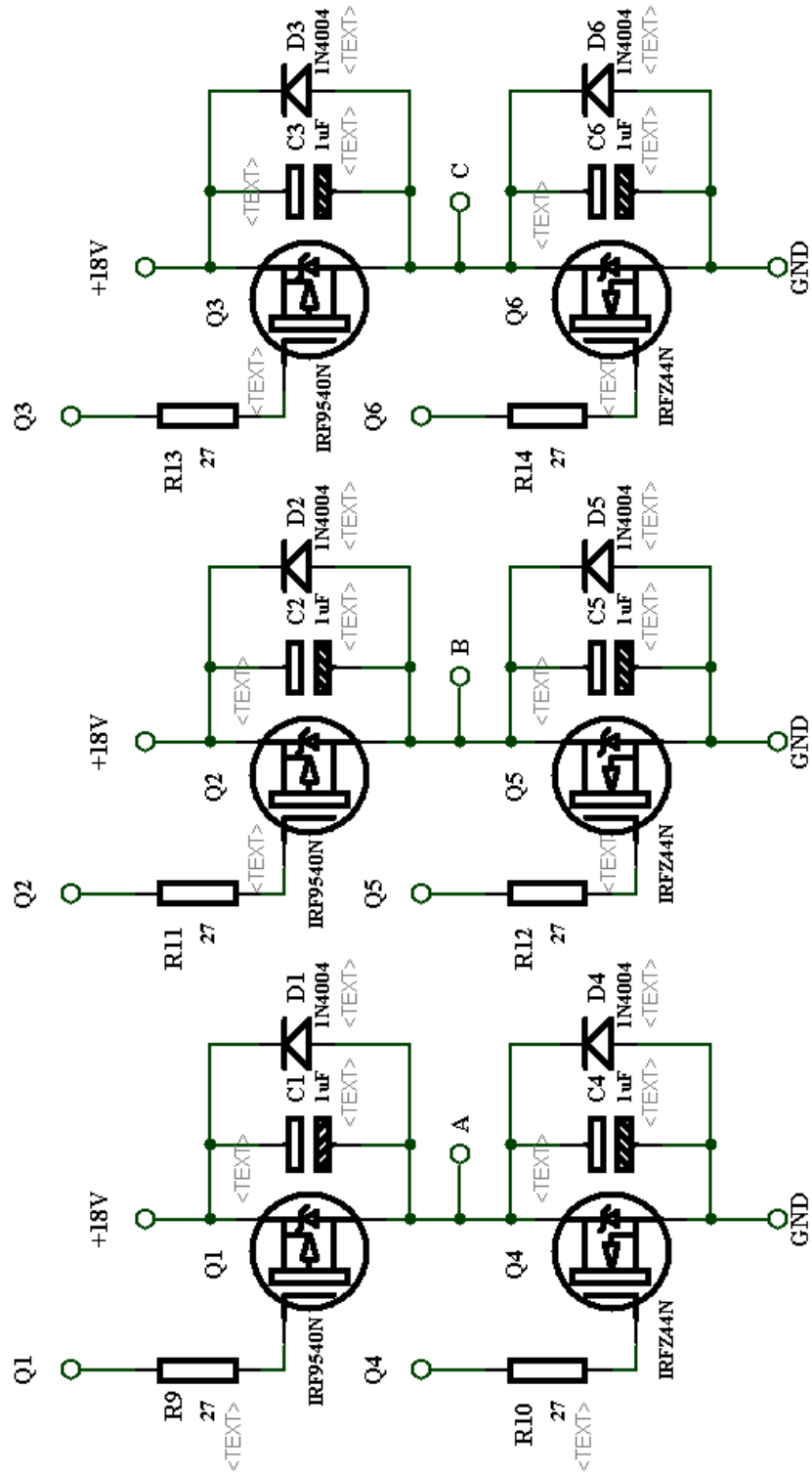


Figura 59. Circuito inversor trifásico



10.2 Diseño del prototipo DIPAC en Autodesk Inventor²⁸

Es un programa desarrollado por Autodesk desde 1999, el cual ha tenido como principal objetivo, convertirse en el mejor software de diseño mecánico e industrial en 3D para plataforma Windows.

Entre sus principales características se encuentra: Diseño de sólidos paramétricos de gran complejidad, Manejo de ensambles de más de 1000 componentes, Creación de Presentaciones y despieces, Generación automática de planos de fabricación, Manejo de Tecnología Adaptable, Módulo de Soldadura 3D, Módulo de Doblado de lámina, Módulo para animación mecánica y foto-realismo, entre muchas características que lo convierten en una herramienta de gran poder.

Autodesk funciona de manera independiente a AutoCAD, lo cual le da gran funcionalidad y mejora el rendimiento gráfico, si bien es compatible con DWG y los demás productos Autodesk, **Autodesk Inventor** cuenta con sus propios formatos de archivos exclusivos:

.ipt Inventor Part: formato en el cual se graban todos los archivos de partes independientes.

.iam Inventor Assembly: formato en el cual se graban todos los ensambles y montajes de partes.

.ipn Inventor Presentation: formato en el cual se graban todos los dibujos de presentación, despiece o explosión de ensambles.

.idw Inventor Drawing: formato en el cual se graban todos los planos de fabricación 2D en Inventor. Nota. Puede ser directamente grabado en Inventor.dwg y/o exportado a .dwg y .dxf.

.ipj (Inventor Project) en la ruta definida, el archivo proyecto.ipj contendrá toda la información de organización, liga y ubicación de los datos de diseño, por lo cual nunca debe moverse, renombrarse o borrarse el archivo .ipj si no se desea eliminar el proyecto.

(VER ANEXO N Y O)

10.2.1 Material DIPAC

La mayoría de los metales se oxidan, por ejemplo, la plata (**Ag**) se pone negra, el aluminio (**Al**) cambia a blanco, el cobre (**Cu**) cambia a verde y, ordinariamente, el acero cambia a

²⁸ LEIJA, Víctor M. Autodesk Inventor 2013. Curso Profesional Personalizado. nSoluciones México, 2012. 99p. Disponible en Internet: URL: <http://www.academica.mx/sites/default/files/adjuntos/35347/Manual%20de%20Autodesk%20Inventor%202013.pdf>

rojo. En el caso del acero, el hierro (**Fe**) presente se combina con el oxígeno del aire para formar óxidos de hierro o “herrumbre”.

El prototipo DIPAC debía de ser construido en un material que permita ser sometido a un proceso de esterilización sin que presente problemas de corrosión, se opta por el uso de un **ACERO INOXIDABLE AUSTENÍTICO**, que constituye la familia con el mayor número de aleaciones disponibles, integra las series 200 y 300 AISI. Su popularidad se debe a su excelente maleabilidad y superior resistencia a la corrosión. Sus características son las siguientes:

- Excelente resistencia a la corrosión
- Endurecidos por trabajo en frío y no por tratamiento térmico
- Excelente soldabilidad
- Excelente factor de higiene y limpieza
- Formado sencillo y de fácil transformación
- Tienen la habilidad de ser funcionales en temperaturas extremas
- Son no magnéticos

Los Austeníticos se obtienen adicionando elementos formadores de austenita, tales como níquel, manganeso y nitrógeno. El contenido de cromo generalmente varía del 16 al 26% y su contenido de carbono es del rango de 0.03 al 0.08%.

El cromo proporciona una resistencia a la oxidación en temperaturas aproximadas de 650°C en una variedad de ambientes.

Esta familia se divide en dos categorías:

SERIE 300 AISI.- Aleaciones cromo-níquel

SERIE 200 AISI.- Aleaciones cromo-manganeso-nitrógeno

SERIE 300 AISI: Es la más extensa, mantiene alto contenido de níquel y hasta 2% de manganeso. También puede contener molibdeno, cobre, silicio, aluminio, titanio y niobio, elementos que son adicionados para conferir ciertas características. En ciertos tipos se usa azufre o selenio para mejorar su habilidad de ser maquinados.

SERIE 200 AISI: Contiene menor cantidad de níquel. El contenido de manganeso es de 5 a 20%. La adición de nitrógeno incrementa la resistencia mecánica.

Para la elaboración del DIPAC se elige un acero de la serie 300, específicamente **304**. Comúnmente llamado el acero inoxidable “todo propósito”, tiene propiedades adecuadas para gran cantidad de aplicaciones. Se recomienda para construcciones ligeras soldadas que requieran buena resistencia a la corrosión. Tiene buen desempeño en temperaturas elevadas (800 a 900° C) y buenas propiedades mecánicas. Es recomendable cuando se requiera

soldar altos espesores de material. Algunas aplicaciones son equipo químico de proceso, accesorios para aviones, remaches, *equipo para hospitales*²⁹, etc.

10.2.2 Maquinización DIPAC

Para la maquinización del DIPAC, Se hace uso de un **torno**, que es un conjunto de máquinas y herramientas que permiten mecanizar piezas de forma geométrica de revolución. Estas máquinas-herramienta operan haciendo girar la pieza a mecanizar (sujeta en el cabezal o fijada entre los puntos de centraje) mientras una o varias herramientas de corte son empujadas en un movimiento regulado de avance contra la superficie de la pieza, cortando la viruta de acuerdo con las condiciones tecnológicas de mecanizado adecuadas.

Desde el inicio de la Revolución industrial, el torno se ha convertido en una máquina básica en el proceso industrial de mecanizado. La herramienta de corte va montada sobre un carro que se desplaza sobre unas guías o rieles paralelos al eje de giro de la pieza que se torneá, llamado eje Z; sobre este carro hay otro que se mueve según el eje X, en dirección radial a la pieza que se torneá, y puede haber un tercer carro llamado *charriot* que se puede inclinar, para hacer conos, y donde se apoya la torreta portaherramientas. Cuando el carro principal desplaza la herramienta a lo largo del eje de rotación, produce el cilindrado de la pieza, y cuando el carro transversal se desplaza de forma perpendicular al eje de simetría de la pieza se realiza la operación denominada refrentado.

Figura 60. Torno



²⁹ Los aceros inoxidables, clasificación y características.17p. Disponible en Internet: URL: <http://www.ingefilter.com/pdf/Manual%20Acero%20Inoxidable.pdf>

10.2.2.1 Torno CNC

El torno de control numérico es un ejemplo de automatización programable. Se diseñó para adaptar las variaciones en la configuración de los productos. Su principal aplicación se centra en volúmenes de producción medios de piezas sencillas y en volúmenes de producción medios y bajos de piezas complejas. Uno de los ejemplos más importantes de automatización programable es el control numérico en la fabricación de partes metálicas. El control numérico (CN) es una forma de automatización programable en la cual el equipo de procesado se controla a través de números, letras y otros símbolos. Estos números, letras y símbolos están codificados en un formato apropiado para definir un programa de instrucciones para desarrollar una tarea concreta. Cuando la tarea en cuestión cambia, se cambia el programa de instrucciones. La capacidad de cambiar el programa hace que el CN sea apropiado para volúmenes de producción bajos o medios, dado que es más fácil escribir nuevos programas que realizar cambios en los equipos de procesado³⁰.

Figura 61. Torno CNC



Nota: La carcasa exterior se la trabaja en torno, mientras que las roscas y craneótomo en CNC.

³⁰ Disponible en Internet: URL:
http://es.wikipedia.org/wiki/Torno#Tipos_de_tornos

11 PRUEBAS Y RESULTADOS

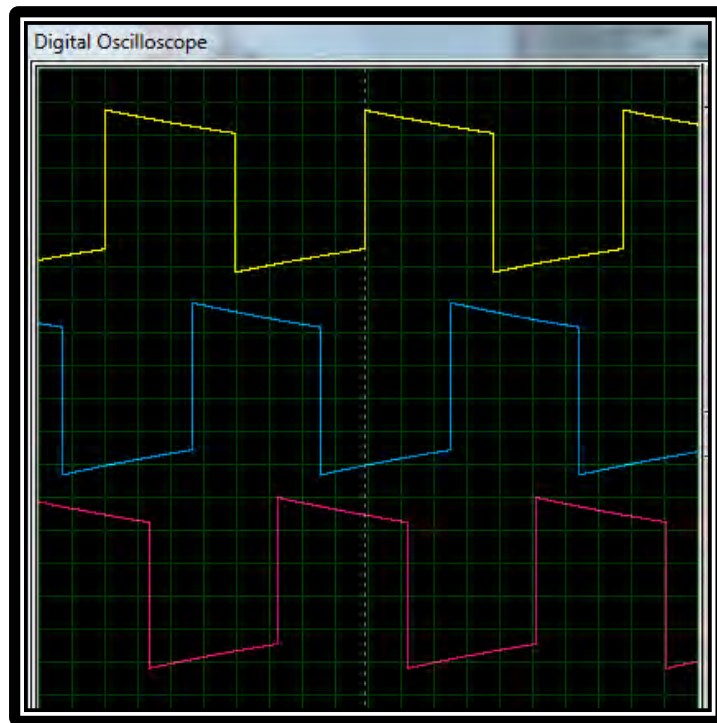
11.1 Respuesta de los Sensores HALL y de la salida del inversor

Después de la implementación de la modulación del sistema en su totalidad, se muestran las pruebas realizadas a la salida del inversor. Los resultados se obtuvieron utilizando el método de emulación (osciloscopio de Proteus) y método experimental (osciloscopio SCOPE).

Las siguientes figuras muestran las formas de onda que se producen en las salidas del sensor de efecto Hall, se puede observar que cada sensor emite un nivel alto de 180° de rotación eléctrica y un nivel bajo para los otros 180° . Por cada sensor Hall hay un desfase entre ellos de 60° , de modo que cada salida del sensor está en alineación con uno de los circuitos electromagnéticos.

También se muestra las formas de ondas que producen en la salida del inversor trifásico de potencia para alimentar el motor BLDC.

Figura 62. Forma de onda de los sensores de efecto Hall A, B y C



La Figura 3 muestra el diagrama de temporización que muestra la relación entre la salida de los sensores HALL y los voltajes de accionamiento del motor.

Figura 63. Forma de onda de la emulación de los sensores de efecto Hall A y B

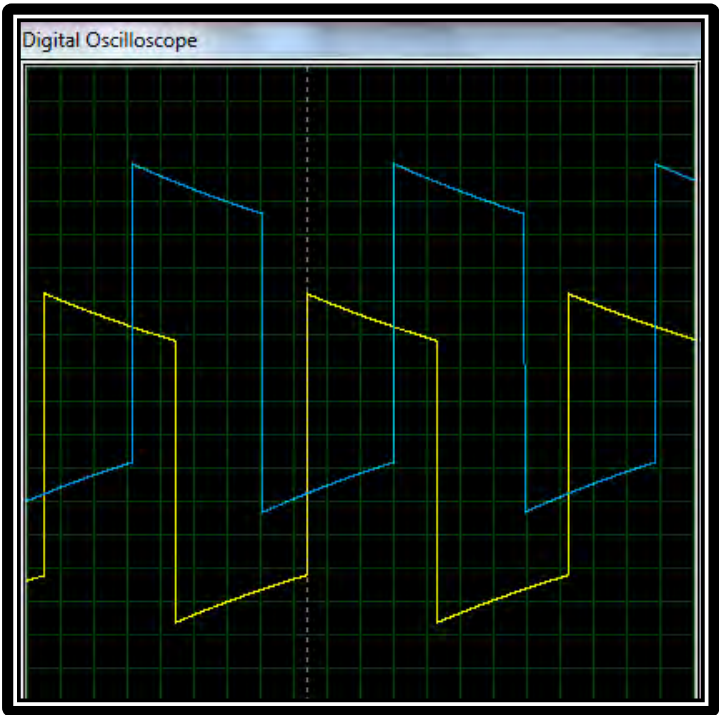
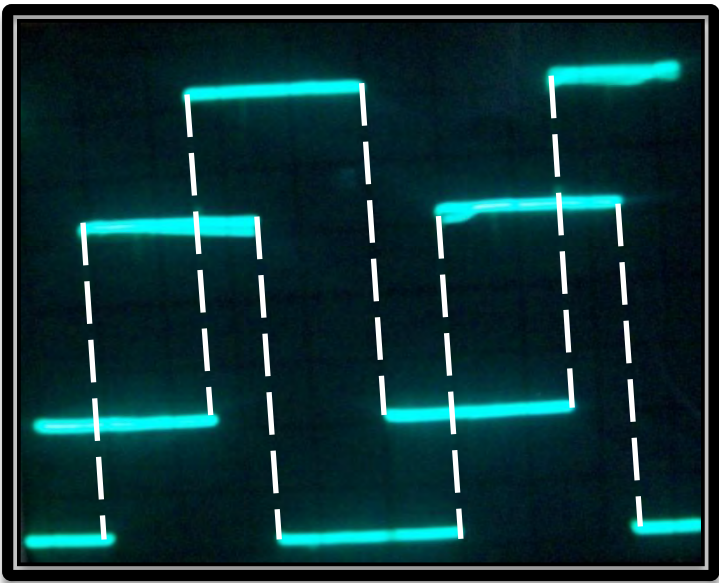


Figura 64. Forma de onda experimental de los sensores de efecto Hall A y B



NOTA: Se agregó la línea punteada para comparar la respuesta experimental con la emulada.

Figura 65. Salidas del inversor trifásico³¹.

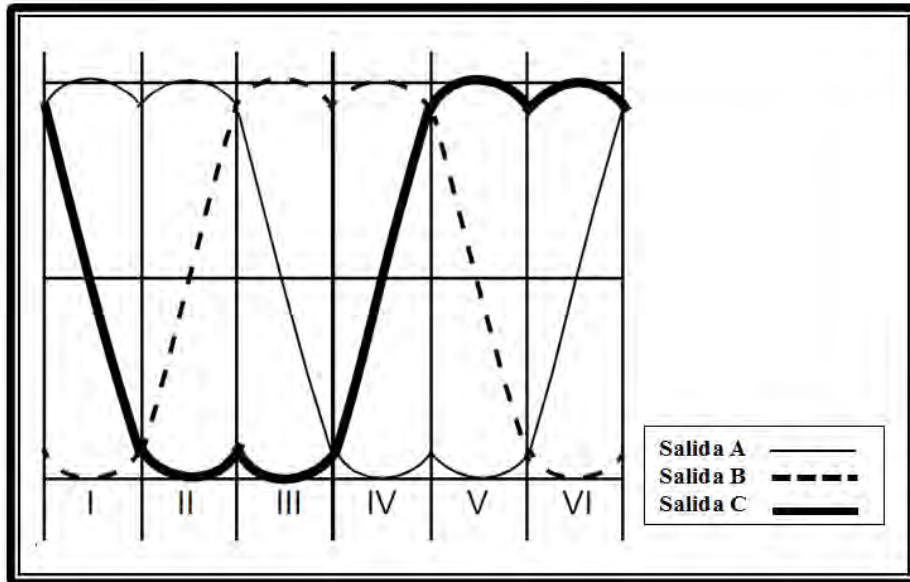
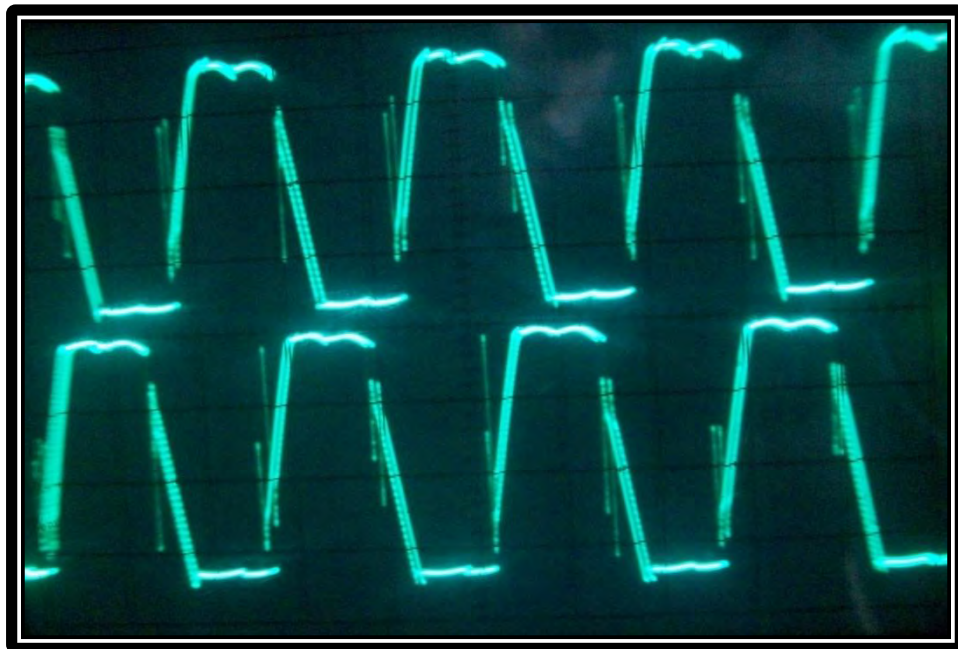
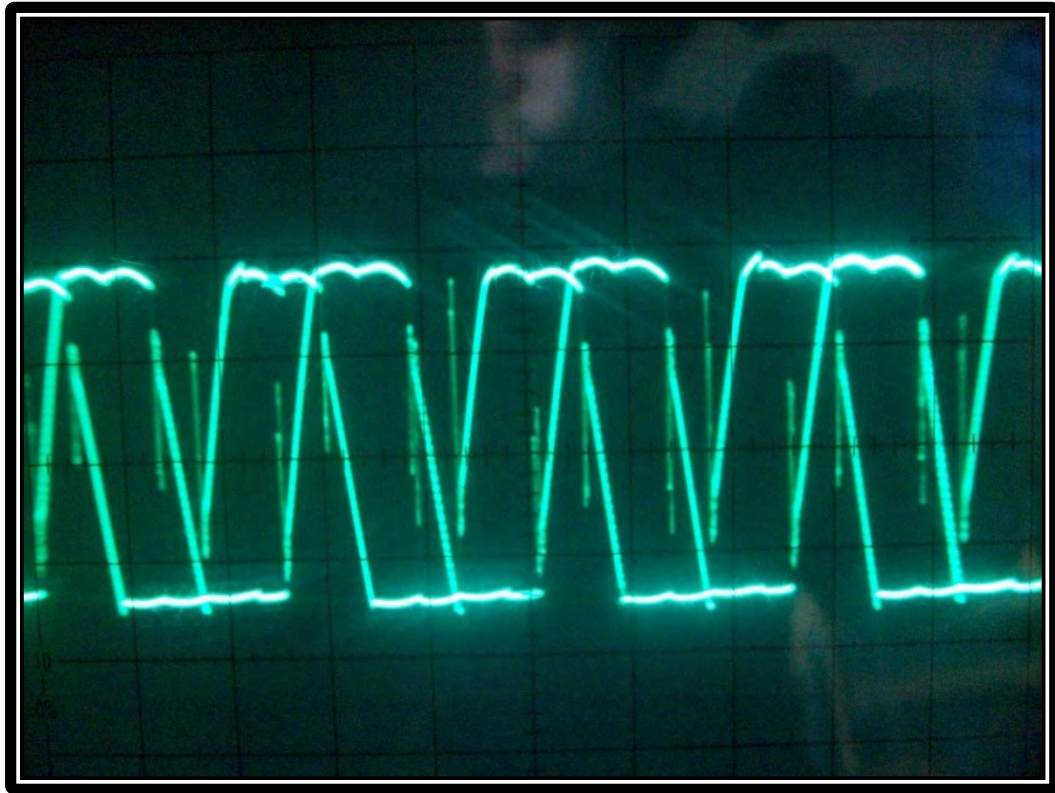


Figura 66. Salidas A y B experimentales del inversor trifásico



³¹ ZAMBADA, Jorge. Microchip Tecnologic Inc. AN1017 – *Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC*. U.S.A. 2005, 18p. Disponible en Internet: URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01017A.pdf>

Figura 67. Salidas A y B experimentales del inversor trifásico



En las dos figuras anteriores se puede observar que el comportamiento del controlador es similar al planteado en la figura 65.

11.2 Pruebas de corte

Se diseñó y fabricó el craneótomo DIPAC, este es un sistema de craneotomía movido por un motor eléctrico DC BRUSHLESS.

11.2.1 El sistema DIPAC

El prototipo DIPAC consiste en una broca de corte lateral montada en un sistema de protección dural, y una de corte de perforación montada en un sistema de acople largo y corto, propulsadas por un motor DC BRUSHLESS de alta velocidad (9700 – 12.000 rpm).

El sistema de protección dural está formado por una pieza fija, fabricada en acero inoxidable. El acople largo está formado por dos piezas desarmables y de igual manera se fabricó en acero inoxidable.

Vista general del prototipo DIPAC. Ver ANEXO P.

11.2.2 Pruebas en materiales inertes

Las pruebas se realizaron con el craneótomo completamente armado y girando a 12000 rpm, en seco y bajo un flujo continuo de agua fría a 20.6 °C.

Utilizamos patas de pollo, de cerdo, costilla de res, también se logró obtener huesos óseos humanos como el temporal y una costilla.

Tabla 17. Características de desempeño del Prototipo DIPAC material, perímetro y velocidad de corte.

No.	Material	Perímetro mm	Grosor mm	Velocidad cm / min
1	Hueso de Pollo	18	11	7.5
2	Hueso de Pollo	14	7	5.9
3	Hueso de Pollo	6	7	2.4
4	Hueso de Cerdo	33	6	0.9
5	Hueso de Cerdo	16	13	1.1
6	Costilla de Res	26	10.5	0.3
7	Costilla de Res	25	9	0.2
8	Temporal	26	2	2.7
9	Temporal	17	2	1.9
10	Costilla	28	2	3.1
11	Parietal	24	8	1.2

Los resultados de las pruebas de corte se pueden observar con mayor detenimiento en los ANEXOS

11.2.3 Pruebas en cadáver

Las pruebas del craneótomo prototipo (DIPAC), se realizaron en cadáver fresco, proporcionado por el anfiteatro de la facultad de Ciencias de la Salud de la Universidad de Nariño

En el cadáver se empleó un corte rectangular a nivel superior del cráneo, considerando la resistencia y avance durante el corte óseo.

El primer paso fue marcar el perímetro de corte, luego se realizaban 4 agujeros de 0.7 cm de diámetro aproximado, cada 3 cm a lo largo del perímetro, con una fresa esférica (Medicon) acoplada al eje. A continuación se interconectaban los agujeros de trepano, utilizando una broca de corte lateral (Medicon), Durante el corte óseo se mantuvo una irrigación constante. Ver Anexo R.

Durante la craneotomía se registró:

1. El perímetro de la craneotomía, así como el tiempo de su realización.
2. El estado de la duramadre luego de retirar la plaqueta ósea.
3. Los daños mecánicos sufridos por el sistema.

Tabla 18. Prueba de Craneotomía en cadáver

No.	Zona de corte	Perímetro cm	Velocidad cm/min
1	Parietal Trepanación	0.7	14.3
2	Parietal Corte	12	3.2

12 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS

La combinación de la tecnología de uso doméstico y la médica fue la base para la fabricación del prototipo DIPAC, al igual que ha sido el origen de otros instrumentos neuroquirúrgicos. Actualmente el empleo de craneótomos de alta velocidad para cortar los márgenes de la ventana ósea, permite ahorrar tiempo y esfuerzo. Sin embargo, su alto valor de adquisición, así como el de operación, impide su uso en muchos servicios neuroquirúrgicos alrededor del mundo.

Durante las pruebas en materiales inertes y las de cadáver se obtuvieron una serie de datos, con respecto a daños mecánicos del sistema. Cada uno de ellos recibió atención especial a fin de ser corregidos a futuro.

El prototipo DIPAC obtuvo un mejor rendimiento en corte óseo al comparar sus resultados con los sistemas PAT I y PAT II (Craneótomo fabricado en Honduras por el médico especialista en neurocirugía, Félix Iván Herrera)³.

Figura 68. Sistema THE PAT vs DIPAC.



A continuación se observa los resultados del sistema PAT II.

Tabla 19. Características de desempeño del sistema THE PAT³

No.	Zona de corte	Perímetro cm	Velocidad cm/min
1	Temporal	11.07	1.1
2	Temporal	17.90	2.56
3	Temporal	15.47	1.54
4	Parietal	25.99	1.62
5	Parietal	17.22	5.21
6	Temporal	14.49	10.60

EL sistema THE PAT realizo pruebas en materiales inertes con el craneótomo completamente armado y girando a 35000 rpm por 5 y 10 min., en seco y bajo un flujo continuo de agua fría a 23.6 °C, registrando una serie de 31 casos, de los cuales la tabla 19 indica las pruebas realizadas en los huesos temporal y parietal a fin de ser comparados con los resultados del prototipo DIPAC.

Al observar las tablas 17 y 19, además de la prueba en cadáver se puede apreciar la eficiencia del prototipo DIPAC con referencia al sistema THE PAT.

El mejor desempeño del sistema trae consigo una reducción de los costos de mantenimiento y adquisición, se estima a un 90%.

El precio de un craneótomo eléctrico oscila entre \$100.000.000 y \$150.000.000., el precio del prototipo DIPAC oscila entre \$15.000.000 y \$20.000.000.

La adquisición de un craneótomo trae consigo mayor ganancia a los centros hospitalarios hasta el 68% en la compra del kit de craneotomía.

En el Hospital Universitario Departamental de Nariño se realizaron 97 cirugías de cráneo, entre los meses del 1 de Enero al 30 de Abril de 2014, de los cuales 6 eran pacientes vinculados.

Los 91 casos de cirugías permiten conocer el porcentaje de ganancia extra en la adquisición del kit de craneotomía que consiste en una fresa de perforación y una cuchilla de corte.

Neurosintex es una casa distribuidora de dispositivos médicos quirúrgicos, que prestan el craneótomo por la compra del kit por un valor de \$950.000., donde ellos a su vez importan este kit por un valor aproximado de \$300.000.

13 CONCLUSIONES

Se diseñó e implemento el prototipo DIPAC que permite abrir de modo fácil y seguro una ventana en el cráneo empleando materiales y elementos de electrónica de fácil adquisición en el comercio, verificando su funcionamiento tanto en software para la simulación y modelamiento del mismo y en Hardware para realizar las pruebas de corte en huesos y en cadáver.

La situación social en que vive nuestro país hace que exista una gran limitante al momento de realizar un proyecto de esta magnitud, como es el acceso a maquinaria de tipo industrial, no obstante aunque existe restricciones, sí es posible diseñar e implementar un prototipo que permita abrir una ventana en el cráneo.

Las pruebas realizadas, permiten afirmar que el prototipo DIPAC es seguro en la trepanación y corte de superficies óseas, presentando grandes ventajas en Medicina Legal de Instituciones de Salud y también en Universidades ya que puede promover el aprendizaje a estudiantes de Neurocirugía, Traumatología, Ortopedia, Instrumentación Quirúrgica e Ingeniería Biomédica entre otros, acerca de los usos y cuidados que implica manipular un instrumento de este tipo. Sin embargo por tratarse de un prototipo aún no está en condiciones de utilizarse para uso médico en personas.

En este documento hemos abordado el estudio del Craneótomo, instrumento electrónico fundamental en la medicina principalmente en la neurocirugía, logrando conocer cada una de sus partes y su forma de uso. Razón por la cual este prototipo no tiene las características para competir con los instrumentos existentes en grandes industrias (Medicon Intrumente, Anspach, Midas Rex Legend entre otros), no obstante el prototipo DIPAC presento mejor desempeño en velocidad de corte y perforación, frente al Sistema The PAT (Craneótomo eléctrico usado en cirugía en el país de Honduras).

14 TRABAJO FUTURO

Para el manejo de un motor cuya velocidad supere al trabajado en este proyecto, se recomienda implementar el controlador en un dispositivo dsPIC, ya que cumple con todos los requisitos necesarios en relación a velocidad de procesamiento, en cuanto a sensores y actuadores. Existe una distribución de dsPIC con unos periféricos específicos para el control de motores.

Otro trabajo que sería de gran interés en su realización, es utilizar una de las herramientas de la inteligencia artificial como las redes neuronales o la lógica difusa para desarrollar un mecanismo de control más óptimo.

El prototipo DIPAC al momento de corte realizado en cadáver, presento debilidad en la protección dural del craneótomo, por lo que es necesario rediseñar una protección más resistente.

Algunos de los craneótomos comerciales tienen implementado un sistema de irrigación que evita un sobrecalentamiento de la fresa, la cual puede producir necrosis térmica, por lo tanto sería de gran interés diseñar un prototipo con un sistema de irrigación continuo o por intervalos.

15 RECOMENDACIONES

Antes de poner en funcionamiento el sistema DIPAC, lea detenidamente y asegúrese de que comprende el manual de instrucciones. Archivo anexo en CD.

El prototipo DIPAC se debe usar única y exclusivamente en materiales inertes y cadáveres, debido a que su protección dural es aun débil.

De requerir esterilización el motor y los cables del prototipo DIPAC, se debe realizar mediante el método químico óxido de etileno.

BIBLIOGRAFIA

- ¹ Maxon EC Motor. EC 22 ϕ 22mm, Brushless, 100 watt. May 2011 edition, 151 p.
- ² KUO, Benjamin. Sistemas de Control Automático. 7 ed. México: Prentice Hall Hispanoamérica S.A, 1996. 898p.
- ³ HERRERA, Félix, Cruz, Wilfredo y NIETO, Tulio. Revista Médica de los Post Grados de Medicina UNAH Vol. 9 N° 3. Sistema The PAT: diseño e implementación de un craneótomo eléctrico de bajo costo. Septiembre - Diciembre 2006. 373 – 379 p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.bvs.hn/RMP/pdf/2006/pdf/Vol9-3-2006-13.pdf>
- ⁴ MARTÍNEZ, Héctor. Análisis, modelado y simulación en computadora del motor de corriente directa tipo serie. Universidad Tecnológica de la Mixteca. 2009. 105p. Disponible en Internet: URL:
http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/10719.pdf
- ⁵ Baird, D. C. “Experimentación una Introducción a la teoría de mediciones y al diseño de experimentos”, Prentice-Hall. Segunda Edición. México. 1991.
- ⁶ COTTE, Jorge y MORENO, Andrés. Diseño de control robusto de velocidad de motores Brushless para robótica aérea. Universidad Nacional, Colombia. 109 p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.bdigital.unal.edu.co/1896/1/jorgemariocottecorredor.2010.pdf>
- ⁷ GARCIA, Juan. Desarrollo de un controlador para motores DC Brushless basado en CompacRIO y LabVIEW de National Instruments para el estudio de nuevos algoritmos de control. Universidad Carlos III, Madrid – España. 114p. Disponible en Internet: URL:
<http://es.scribd.com/doc/123887463/PFC-JuanMiguel-Garcia-Haro>
- ⁸ THEODORE, Wildi. Maquinas eléctricas y sistemas de potencia. Pearson Education, 1997, 1st edn. Cap. 4.
- ⁹ BROWN, Ward. Microchip Tecnologic Inc. AN857 – *Brushless DC Motor Control Made Easy*. U.S.A. 2011, 48p. Disponible en Internet: URL:

<http://ww1.microchip.com/downloads/cn/AppNotes/cn012037.pdf>

¹⁰ YOUNKIN, George. Electric servo motor equations and time constants. Wisconsin, 7p. Disponible en Internet: URL:
<http://es.scribd.com/doc/162520603/Electric-SM>

¹¹ Maxon EC Motor. EC 22 ϕ 22mm, Brushless, 100 watt. May 2011 edition, 151 p.

¹² OGUNTOYINBO, Oludayo. PID Control of Brushless DC Motor and robot trajectory planning and simulation with MATLAB/SIMULINK. University of Applied Sciences. December, 2009, 97p. Disponible en Internet: URL:
<https://publications.theseus.fi/bitstream/handle/10024/7467/Oludayo%20Oguntoyinbo.pdf>

¹³ Disponible en Internet: URL:
http://es.wikipedia.org/wiki/Proporcional_integral_derivativo

¹⁴ OGATA, Katsuhiko. Sistemas de Control en Tiempo Discreto. 2 ed. México: Prentice Hall Hispanoamérica S.A, 1996. 670p.

¹⁵ Katsuhiko Ogata. “Ingeniería de control moderna”, Cuarta Edición, Prentice-Hall Pearson Educación, S.A, 2003.

¹⁶ José Luís Pérez Mercado “Control de Posición de Servomecanismos de Corriente Directa”, México DF, Noviembre de 2005. Disponible en Internet: URL:
http://jupiter.utm.mx/~tesis_dig/10719.pdf

¹⁷ REYES, Carlos. Microcontroladores PIC Programación en BASIC. Vol. 1, 3 ed. Quito – Ecuador, Rispergraf, 2008. 221p. . Disponible en Internet: URL:
<http://es.scribd.com/doc/63742141/Micro-Control-Adores-Pic-Basic-Carlos-a-Reyes>

¹⁸ MICROSYSTEMS, Engineering. FlowCode 4: Otra Forma de Programar. Vizcaya, España. 36p. Disponible en Internet: URL:
<http://es.scribd.com/doc/96770635/Tutorial-Flowcode-4-espanol>

- ¹⁹ PERALTA, Meza y QUINONES, Carlos. Curso básico de PIC16F877. 159p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.aloha2.com.ar/Tincho/Descargas/Electronica-PIC16F877.pdf>
- ²⁰ AKIN, Bilal y BHARDWAJ, Manish. Texas Instruments. Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors, 2013. 35p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.ti.com/lit/an/sprabq6/sprabq6.pdf>
- ²¹ IRFZ44N. Data Sheet, Inchange Semiconductor Company Limited, Disponible en Internet: URL:
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/263368/ISC/IRFZ44N.html>
- ²² IRF9540N. Data Sheet, International Rectifier, Disponible en Internet: URL:
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/68328/IRF/IRF9540N.html>
- ²³ TC4469N. Data Sheet, Microchip Technology Inc, 2002, Disponible en Internet: URL:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21425b.pdf>
- ²⁴ FLOYD, Thomas L. Fundamento de Sistemas Digitales7 ed. Pearson Educacion, SA., Madrid 2003. 837p.
- ²⁵ DAC0808. Data Sheet, National Semiconductor, 1995, Disponible en Internet: URL:
<http://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/8296/NSC/DAC0808.html>
- ²⁶ Disponible en Internet: URL:
<http://es.scribd.com/doc/7474514/Reguladores-de-Voltaje-78XX>
- ²⁷ Disponible en Internet: URL:
http://es.wikipedia.org/wiki/Fuente_conmutada
- ²⁸ LEIJA, Víctor M. Autodesk Inventor 2013. Curso Profesional Personalizado. nSoluciones México, 2012.99p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.academica.mx/sites/default/files/adjuntos/35347/Manual%20de%20Autodesk%20Inventor%202013.pdf>

²⁹ Los aceros inoxidable, clasificación y características.17p. Disponible en Internet: URL:
<http://www.ingefilter.com/pdf/Manual%20Acero%20Inoxidable.pdf>

³⁰ Disponible en Internet: URL:
http://es.wikipedia.org/wiki/Torno#Tipos_de_tornos

³¹ ZAMBADA, Jorge. Microchip Tecnologic Inc. *ANI017 – Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC*. U.S.A. 2005, 18p. Disponible en Internet: URL:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01017A.pdf>

Medicon Intrumente. Non-medicon standard size. Medicon. Germany. 20 p. Disponible en Internet: URL:
www.medicon.de

De Soutter Medical Limited. HST-100. Sistema de trépano de alta velocidad. Reino Unido. 4 p. Disponible en Internet: URL:
www.de-soutter.com

Anspach Europe Ltd. Catálogo de Productos. Sistemas, Instrumentos y Accesorios de Alto Rendimiento. United Kindom. 28 p. Disponible en Internet: URL:
www.anspach.com

Midas Rex Legend EHS. Medtronic. Sistema Eléctrico de Alta Velocidad. USA. 223 p. Disponible en Internet: URL:
www.medtronic.com

ANEXOS

ANEXO A. lazoabierto.m

```
%===== SIMULACION LAZO ABIERTO =====
clc
clear
%=====
INICIO DEL CODIGO
%           MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%
% PARAMETROS DEL MOTOR
R = 0.797;           % Ohms, Resistencia de Terminal Fase a Fase
L = 0.118e-3        % Henrys, Fase de Inductancia Fase a Fase
Kt = 14.2e-3;       % Nm/A, Constante de Torque
Ks = 672;           % rpm/V, Constante de Velocidad
Tm = 1.61e-3        % Segundos, Constante de Tiempo Mecánico
J = 4.09e-7;        % kg.m^2, Inercia del Rotor, viene dado en g.cm^2
p = 3;              % Numero de Fases
%=====
% Evaluando Los Parámetros Dados Para Hallar Las Sigüientes Constantes

Te = L/(p*R)         % Segundos, Constante de Tiempo Eléctrico
Ke = (3*R*J)/(Tm*Kt) % Constante Back emf

%=====
%           FUNCION DE TRANSFERENCIA
%           MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%           LASO ABIERTO
disp('Función de Transferencia de La Planta')
G = tf([1/Ke],[Tm*Te Tm 1]) % Función de Transferencia de la Planta
%=====
figure(1)
step(G,0.03)
title('Respuesta al escalon')
ylabel('Voltaje V')
xlabel('Tiempo S')
grid on
hold on
```

ANEXO B. *lazocerradop.m*

```

%===== SIMULACION LAZO CERRADO Z&N =====
clc
clear
%=====
%
%                               INICIO DEL CODIGO
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%
% PARAMETROS DEL MOTOR

R = 0.797;           % Ohms, Resistencia de Terminal Fase a Fase
L = 0.118e-3;      % Henrys, Fase de Inductancia Fase a Fase
Kt = 14.2e-3;      % Nm/A, Constante de Torque
Ks = 672;          % rpm/V, Constante de Velocidad
Tm = 1.61e-3       % Segundos, Constante de Tiempo Mecánico
J = 4.09e-7;       % kg.m^2, Inercia del Rotor, viene dado en g.cm^2
p = 3;             % Numero de Fases

%=====
% Evaluando Los Parámetros Dados Para Hallar Las Sigüientes Constantes

Te = L/(p*R);      % Segundos, Constante de Tiempo Eléctrico
Ke = (3*R*J)/(Tm*Kt); % Constante Back emf

%=====
%                               FUNCION DE TRANSFERENCIA
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%                               LASO ABIERTO
%
disp('Función de Transferencia de La Planta')
G = tf([1/Ke],[Tm*Te Tm 1]) %Función de Transferencia de la Planta

%=====
%                               CALCULO GRAFICO DE Tau, L DE LA PLANTA

pp=pole(G);        % Polos de la planta
dt=0.0001;
t=0:dt:0.009;
y=step(G,t);       % Respuesta del sistema de un Escalon
dy=diff(y)/dt;     % Derivada
[m,p]=max(dy);     % Punto de Inflexión
d2y=diff(dy)/dt;  % Segunda derivada
yi=y(p);
ti=t(p);

```

```
L=ti-yi/m;           % Retardo
Tau=(y(end)-yi)/m+ti-L; % Constante de tiempo
```

```
figure(1)
plot(t,y,'b',[0 L L+Tau t(end)],[0 0 y(end) y(end)],'k')
title('Respuesta al escalon')
ylabel('Amplitud')
xlabel('Tiempo')
legend('Exacta','Aproximación Lineal')
grid on
hold on
```

```
%=====
%           PRIMER METODO DE ZIEGLER NICHOLS
%           CÁLCULO DE LAS CONSTANTES Kp DEL PID
```

```
kp=(Tau/L);           %Constante proporcional
disp('Función de Transferencia del Controlador P Z-N')
Ga=tf([kp],[1])
disp('Constantes del controlador P Z-N')
disp('Kp = ')
disp(kp)
```

```
%=====
%           LAZO CERRADO
```

```
Gb=feedback(G*Ga,1)
figure(2)
step(Gb)
legend('P Z-N')
grid on
hold on
```

ANEXO C. *lazocerradopi.m*

```
%===== SIMULACION LAZO CERRADO Z&N =====
clc
clear
%=====

%
%                               INICIO DEL CODIGO
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%
%                               PARAMETROS DEL MOTOR

R = 0.797;           % Ohms, Resistencia de Terminal Fase a Fase
L = 0.118e-3;      % Henrys, Fase de Inductancia Fase a Fase
Kt = 14.2e-3;      % Nm/A, Constante de Torque
Ks = 672;          % rpm/V, Constante de Velocidad
Tm = 1.61e-3       % Segundos, Constante de Tiempo Mecánico
J = 4.09e-7;       % kg.m^2, Inercia del Rotor, viene dado en g.cm^2
p = 3;             % Numero de Fases

%=====
% Evaluando Los Parametros Dados Para Hallar Las Siguietes Constantes

Te = L/(p*R);      % Segundos, Constante de Tiempo Eléctrico
Ke =(3*R*J)/(Tm*Kt); % Constante Back emf
%=====

%
%                               FUNCION DE TRANSFERENCIA
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%                               LASO ABIERTO
%
disp('Función de Transferencia de La Planta')
G = tf([1/Ke],[Tm*Te Tm 1]) % Función de Transferencia de la Planta
%=====

%                               CALCULO GRAFICO DE Tau, L DE LA PLANTA

%pp=pole(G);      % Polos de la planta
dt=0.0001;
t=0:dt:0.009;
y=step(G,t);      % Respuesta del sistema de un Escalon
dy=diff(y)/dt;   % Derivada
[m,p]=max(dy);   % Punto de Inflexión
d2y=diff(dy)/dt; % Segunda derivada
yi=y(p);
```

```

ti=t(p);
L=ti-yi/m;           % Retardo
Tau=(y(end)-yi)/m+ti-L; % Constante de tiempo

figure(1)
plot(t,y,'b',[0 L L+Tau t(end)],[0 0 y(end) y(end)],'k')
title('Respuesta al escalon')
ylabel('Amplitud')
xlabel('Tiempo')
legend('Exacta','Aproximacion Lineal')
grid on
hold on

%=====

%           PRIMER METODO DE ZIEGLER NICHOLS
%           CÁLCULO DE LAS CONSTANTES Kp y Ki DEL PID

kp=0.9*(Tau/L)      % Constante proporcional
Ti=L/0.3
ki=kp/Ti
disp('Función de Transferencia del Controlador PI Z-N')
Gpi=tf([kp ki],[1 0])
disp('Constantes del controlador PI Z-N')
disp('Kp = ')
disp(kp)
disp('Ki = ')
disp(ki)

%=====

%           LAZO CERRADO
Gb=feedback(G*Gpi,1)
figure(2)
step(Gb)
legend('PI Z-N')
grid on
hold on

```

ANEXO D. *lazocerradopid.m*

```
%===== SINTONIZACION DE UN CONTROLADOR PID =====
%                               USANDO EL CRITERIO DE ZIEGLER NICHOLS
clc
clear
%=====

%                               INICIO DEL CODIGO
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%
%                               PARAMETROS DEL MOTOR

R = 0.797;           % Ohms, Resistencia de Terminal Fase a Fase
L = 0.118e-3        % Henrys, Fase de Inductancia Fase a Fase
Kt = 14.2e-3        % Nm/A, Constante de Torque
Ks = 672;           % rpm/V, Constante de Velocidad
Tm = 1.61e-3        % Segundos, Constante de Tiempo Mecánico
J = 4.09e-7         % kg.m^2, Inercia del Rotor, viene dado en g.cm^2
p = 3               % Numero de Fases

%=====
% Evaluando Los Parámetros Dados Para Hallar Las Sigüientes Constantes

Te = L/(p*R)        % Segundos, Constante de Tiempo Eléctrico
Ke = (3*R*J)/(Tm*Kt) % Constante Back emf
%=====

%                               FUNCION DE TRANSFERENCIA
%                               MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%                               LASO ABIERTO
%
disp('Función de Transferencia de La Planta')
G = tf([1/Ke],[Tm*Te Tm 1]) % Función de Transferencia de la Planta
%=====

%                               CALCULO GRAFICO DE Tau, L DE LA PLANTA

pp=pole(G);        % Polos de la planta
dt=0.0001;
t=0:dt:0.009;
y=step(G,t);       % Respuesta del sistema de un Escalon
dy=diff(y)/dt;     % Derivada
[m,p]=max(dy);     % Punto de Inflexión
d2y=diff(dy)/dt;  % Segunda derivada
```

```

yi=y(p);
ti=t(p);
L=ti-yi/m;           % Retardo
Tau=(y(end)-yi)/m+ti-L; % Constante de tiempo

figure(1)
plot(t,y,'b',[0 L L+Tau t(end)],[0 0 y(end) y(end)],'k')
title('Respuesta al escalon')
ylabel('Amplitud')
xlabel('Tiempo')
legend('Exacta','Aproximacion Lineal')
grid on
hold on

%=====
%                               PRIMER METODO DE ZIEGLER NICHOLS
%                               CÁLCULO DE LAS CONSTANTES Kp, Ki y Kd DEL PID

kp=1.2* Tau/L;           % Constante proporcional
Ti=2*L;                  % Tiempo integral
Td=0.5*L;                % Tiempo derivativo
ki=kp/Ti;                % Constante Integral
kd=kp*Td;                % Constante derivativa

disp('Función de Transferencia del Controlador Z-N')
Ga=tf([kd kp ki],[1 0])
disp('Constantes del controlador PID Z-N')
disp('Kp = ')
disp(kp)
disp('Ki = ')
disp(ki)
disp('Kd = ')
disp(kd)
%=====
%                               LAZO CERRADO

Gb=feedback(G*Ga,1)
figure(2)
step(Gb)
legend('PID Z-N')
grid on
hold on

```

ANEXO E. *lazocerradopidrh.m*

```
%===== SINTONIZACION DE UN CONTROLADOR PID =====
%
%          USANDO EL CRITERIO DE ROUTH HURWITZ
clc
clear
%=====

%
%          INICIO DEL CODIGO
%          MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%
%          PARAMETROS DEL MOTOR

V = 24
Tl= 0.0142
Kj= 0.0142
R = 0.797;          % Ohms, Resistencia de Terminal Fase a Fase
L = 0.118e-3;      % Henrys, Fase de Inductancia Fase a Fase
Jm = 4.09e-7;      % kg.m^2, Inercia del Rotor, viene dado en g.cm^2
Kt = 14.2e-3;      % Nm/A, Constante de Torque
Tm = 1.61e-3       % Segundos, Constante de Tiempo Mecánico
Kb =(3*R*Jm)/(Tm*Kt); % Constante Back emf
p = 3;             % Numero de Fases
num = V*(Kj)- Tl*(L+R);
a = V*(Jm*L);
b = V*(Jm*R);
c = V*(Kb*Kj)
%=====

%
%          FUNCION DE TRANSFERENCIA
%          MAXON EC 22 mm, Brushless DC motor, 100 Watt
%          LASO ABIERTO CON CARGA
%
disp('Función de Transferencia de La Planta')
G = tf([num],[a b c]) % Función de Transferencia de la Planta
%=====

%
%          CONSTANTES Kp, Ki y Kd DEL PID

kp1=4
kd1=0.002
ki1=270
%=====

%
%          LAZO CERRADO CON CARGA

disp('Función de Transferencia del Controlador RH')
```

```
Ga=tf([kd1 kp1 ki 1],[1 0])
Ga1=feedback(G*Ga,1);
disp('Constantes del controlador PID RH')
disp('Kp1 = ')
disp(kp1)
disp('Ki1 = ')
disp(ki 1)
disp('Kd1= ')
disp(kd1)
figure
step(Ga1)
```

ANEXO F. Código rutina interfaz de usuario

```
*****
'* Name      : CONVERSION ANALOGO / DIGITAL  DIPAC      *
'* Author    : JUAN C. HERNANDEZ P. //// WILLIAM J. ROSERO V. *
'* Notice    : Copyright (c) 2013 [select VIEW...EDITOR OPTIONS] *
'*           : All Rights Reserved                       *
'* Date      : 16/12/2013                                *
'* Version   : 1.0                                       *
'* Notes     :                                           *
'*           :                                           *
*****

define OSC 4          ' Define oscilador externo de 4 MHZ
PORTA= 0              ' puerto A en cero
PORTB= 0              ' puerto B en cero
PORTC= 0              ' puerto C en cero
PORTD= 0              ' puerto D en cero
TRISC = 0             ' puerto C como salida
TRISD = 0             ' puerto D como salida
*****
,
***** CONFIGURACIÓN DE LCD *****

DEFINE LCD_DREG PORTB  ' Indica que el Bus estará conectado en el Puerto D
DEFINE LCD_BITS 4      ' El bus será de cuatro bits.
DEFINE LCD_DBIT 4      ' Selección del Bit de inicio del puerto en el uC para el
                        ' bus de datos de la LCD

DEFINE LCD_RSREG PORTB ' Indica al uC que el pin "RS" estará en el Puerto D
DEFINE LCD_RSBIT 2     ' "RS" estará conectado en RD2
DEFINE LCD_EREG PORTB  ' Indica al uC que el pin "E" estará en el Puerto D
DEFINE LCD_EBIT 3      ' "E" estará conectado en RD3
Define Osc 4           ' Define el Oscilador para un Cristal de 4 MHZ.

*****

***** CONFIGURACIÓN DE VARIABLES *****

x VAR BYTE             ' crear la variable x de 255
abc VAR BYTE           ' crear la variable abc de 255
PAUSE 1500             ' esperar 1,5 seg.
*****

***** MENSAJES *****

LCDOUT $FE,1          ' limpiar pantalla
```

```

FOR x = 0 TO 12                ' repetir 12 veces
LOOKUP x,[" D I P A C "],abc   ' tomar carácter por carácter y guardar en abc
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

pause 500
LCDOUT $FE,1                   ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 13                ' repetir 13 veces
LOOKUP x,[" JUAN CARLOS"],abc  ' tomar carácter por carácter y guardar en abc
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

LCDOUT $FE,$C0                 ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 15                ' repetir 15 veces
LOOKUP x,[" HERNANDEZ POZOS"],abc ' tomar carácter por carácter y guardar en abc
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

pause 300
LCDOUT $FE,1                   ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 14                ' repetir 15 veces
LOOKUP x,[" WILLIAM JAVIER"],abc ' tomar carácter por carácter y guardar en abc
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

LCDOUT $FE,$C0                 ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 14                ' repetir 15 veces
LOOKUP x,[" ROSERO VARGAS"],abc ' tomar carácter por carácter y guardar en ab
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

pause 300
LCDOUT $FE,1                   ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 13                ' repetir 13 veces
LOOKUP x,[" U D E N A R"],abc  ' tomar carácter por carácter y guardar en ab
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

pause 300

```

```

LCDOUT $FE,1           ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 12       ' repetir 12 veces
LOOKUP x,[" INGENIERIA"],abc ' tomar carácter por carácter y guardar en ab
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next

```

```

LCDOUT $FE,$C0       ' limpiar pantalla
FOR x = 0 TO 13     ' repetir 13 veces
LOOKUP x,[" ELECTRONICA"],abc ' tomar carácter por carácter y guardar en ab
LCDOUT $FE,$0C,abc
pause 100
next
pause 300

```

```

PAUSE 100           ' retardo para esperar que funcione el LCD
revo VAR WORD      ' variable revo con capacidad de 0 a 65535
solid var word     ' variable solid con capacidad de 0 a 65535
MENSAJE VAR BYTE  ' crear la variable MENSAJE de 255
BAJAR VAR PORTB.1 ' asigna el nombre de BAJAR al pin B.1
SUBIR VAR PORTB.0 ' asigna el nombre de SUBIR al pin B.0
NUMERO VAR BYTE   ' crear la variable NUMERO de 255
NUMERO = 0        ' carga la variable NUMERO con 0

```

INTRO:

```

LCDOUT $fe,$81," INGRESE " ; escribir LCD en 1ra línea
LCDOUT $FE,$C2," VELOCIDAD " ; escribir LCD en 2da línea
IF SUBIR = 0 THEN SUMAR ; si SUBIR esta en 0 ir a la línea SUMAR
GOTO INTRO ; regresar a intro

```

INICIO:

```

IF SUBIR = 0 THEN SUMAR ;si SUBIR esta en 0 ir a la línea SUMAR
IF BAJAR = 0 THEN RESTAR ;si BAJAR esta en 0 ir a la línea RESTAR
COUNT PORTA.4,200,revo ;contar pulsos en A.4 en (200 milisegundos)
revo = revo * 300 ;multiplicar (5*60) para tener 1 minuto rpm
LCDOUT $fe, 1,"MOTOR GIRANDO A:";limpiar LCD y escribir
LCDOUT $fe,$c3, DEC revo ;sacar el valor de la variable revo

```

```

LCDOUT $fe,$c9," RPM"           ;ir a 2da línea casilla 9 y escribir RPM

'***** CONVERSOR DAC 0808 __PORT_D *****

IF NUMERO = 1 THEN PORTD = 35   ;si NUMERO = 2 sacar 45 en binario por el
                                puerto D
IF NUMERO = 2 THEN PORTD = 255 ;si NUMERO = 3 sacar 255 en binario por el
                                puerto D

'*****

solid = (revo*255)
solid = (solid/12000)
IF solid >= 255 THEN solid = 255
PORTC = solid
GOTO INICIO

'*****

SUMAR:

NUMERO = NUMERO + 1
IF NUMERO >= 2 THEN NUMERO = 2
IF NUMERO = 1 THEN LCDOUT $fe, 1,"VELOCIDAD MINIMA" ;limpiar LCD y
                                                       escribir
IF NUMERO = 2 THEN LCDOUT $fe, 1,"VELOCIDAD MAXIMA" ;limpiar LCD y
                                                       escribir

PAUSE 500

GOTO INICIO

'*****

RESTAR:

NUMERO = NUMERO - 1
IF NUMERO <= 1 THEN NUMERO = 1
IF NUMERO = 1 THEN LCDOUT $fe, 1,"VELOCIDAD MINIMA" ;limpiar LCD y
                                                       escribir

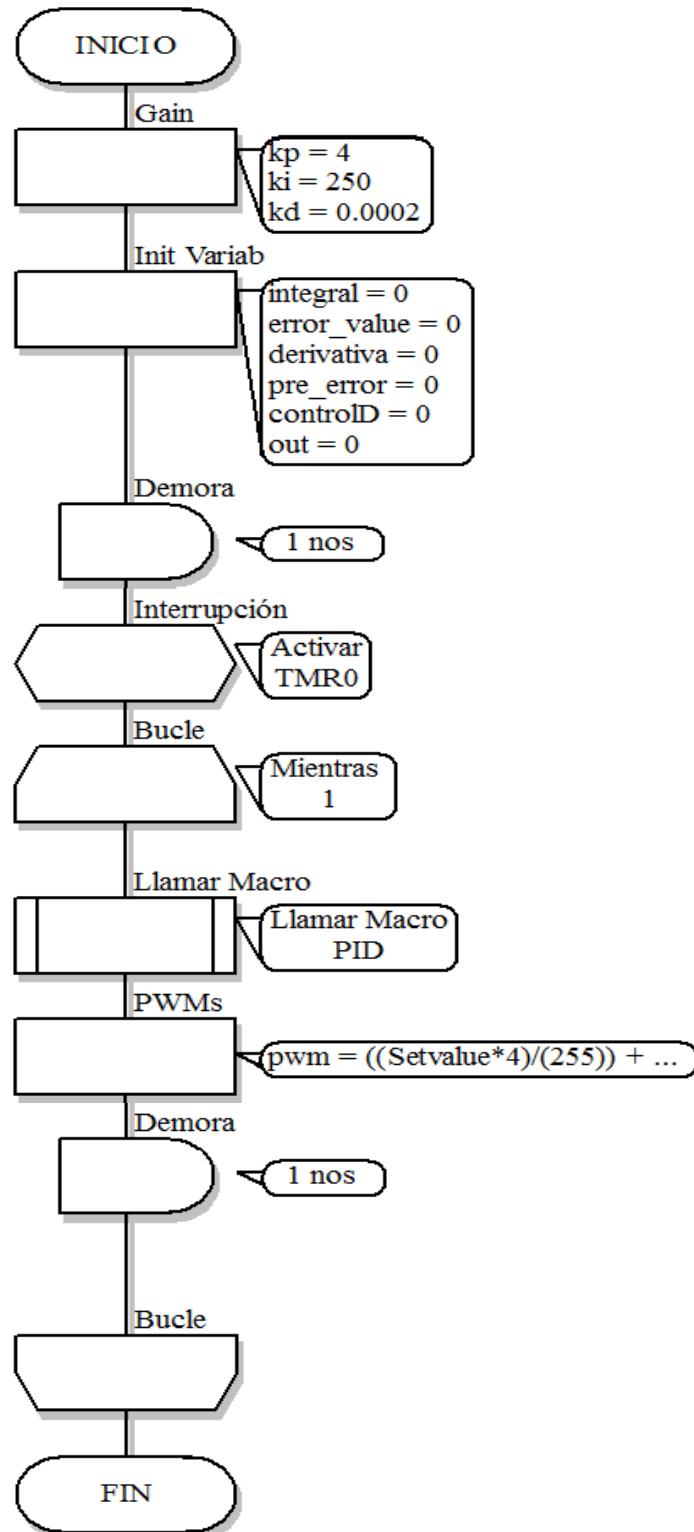
PAUSE 500

GOTO INICIO
end

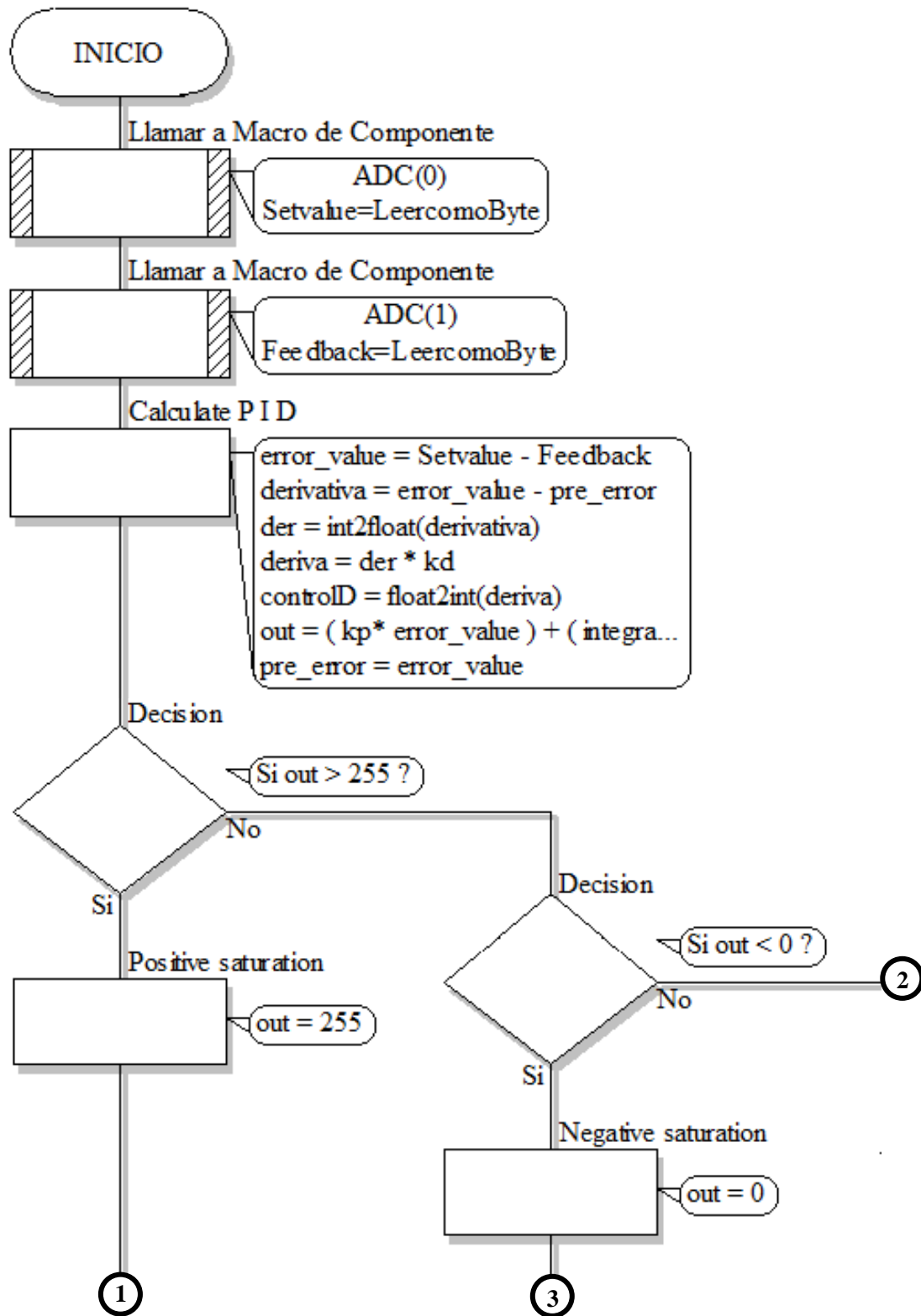
'*****

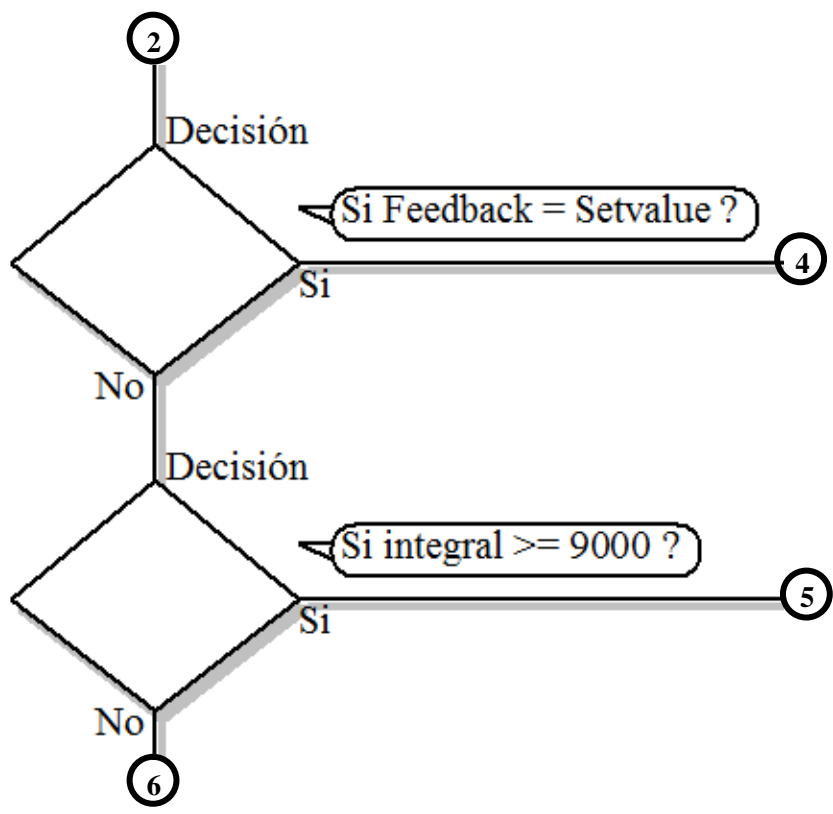
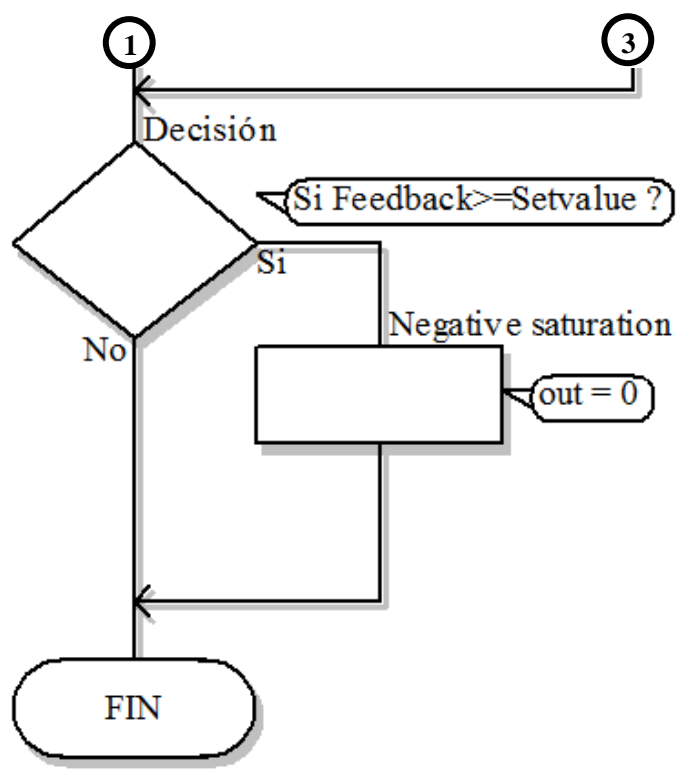
```

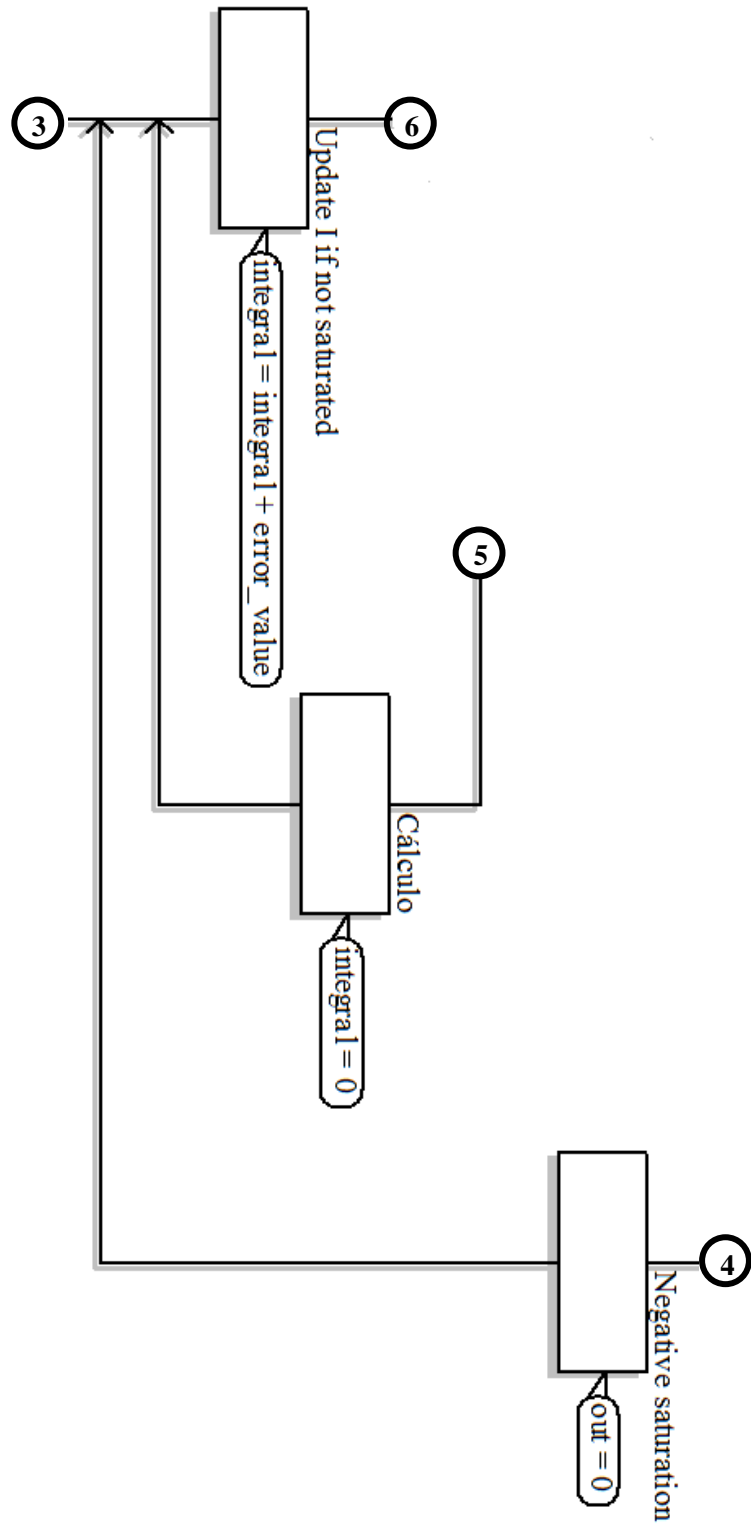
ANEXO G. Macro de Rutina Principal



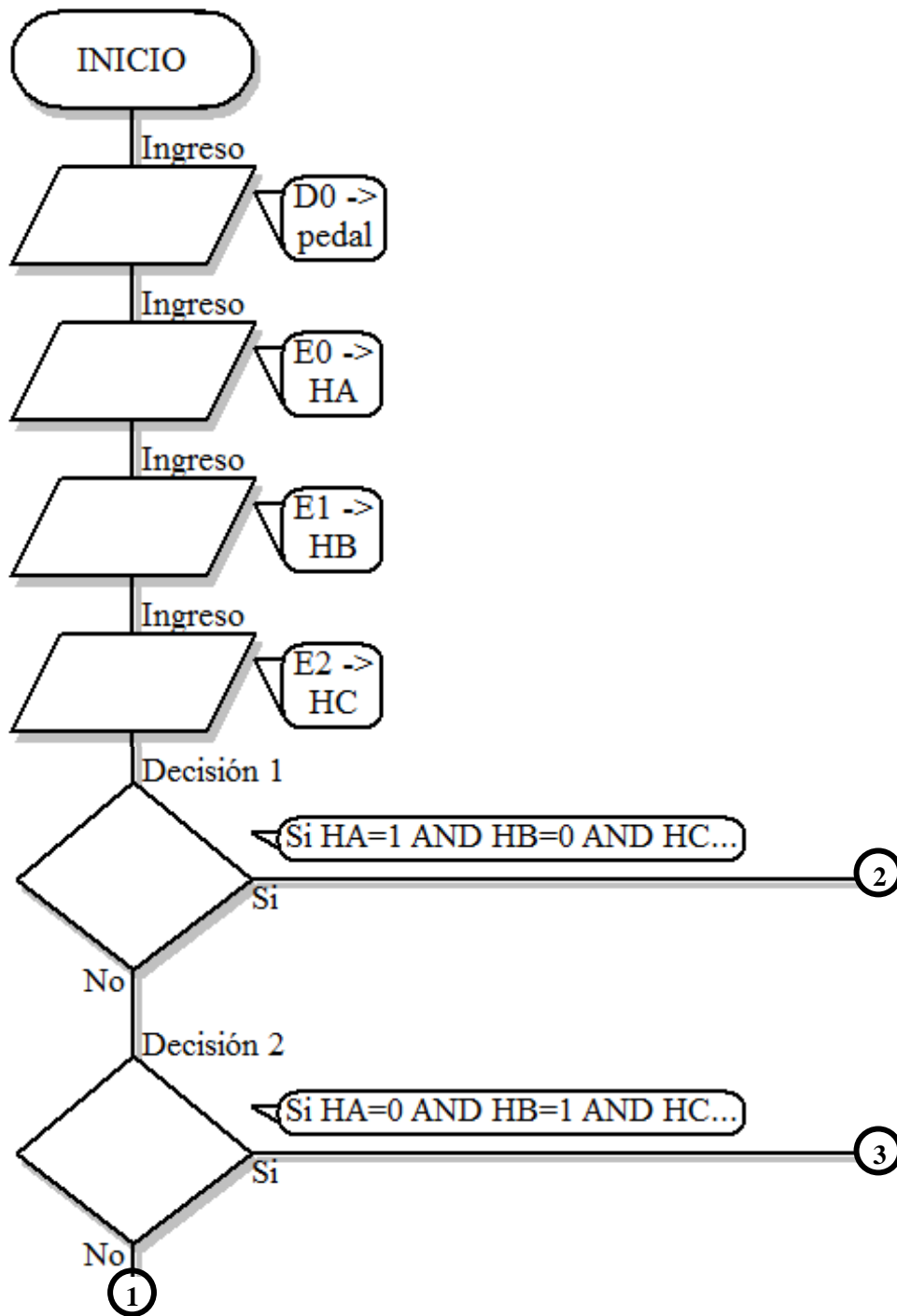
ANEXO H. Macro PID

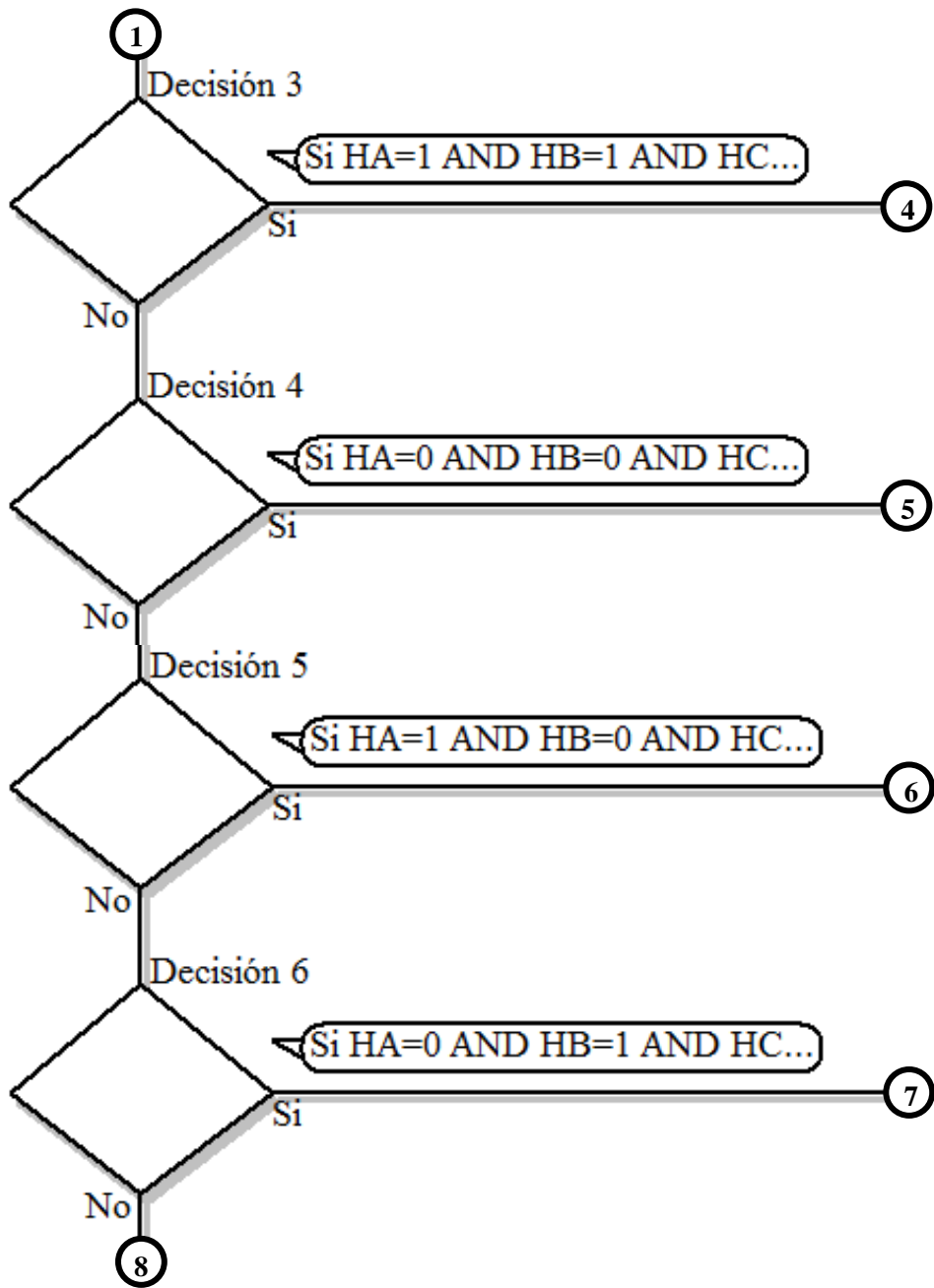


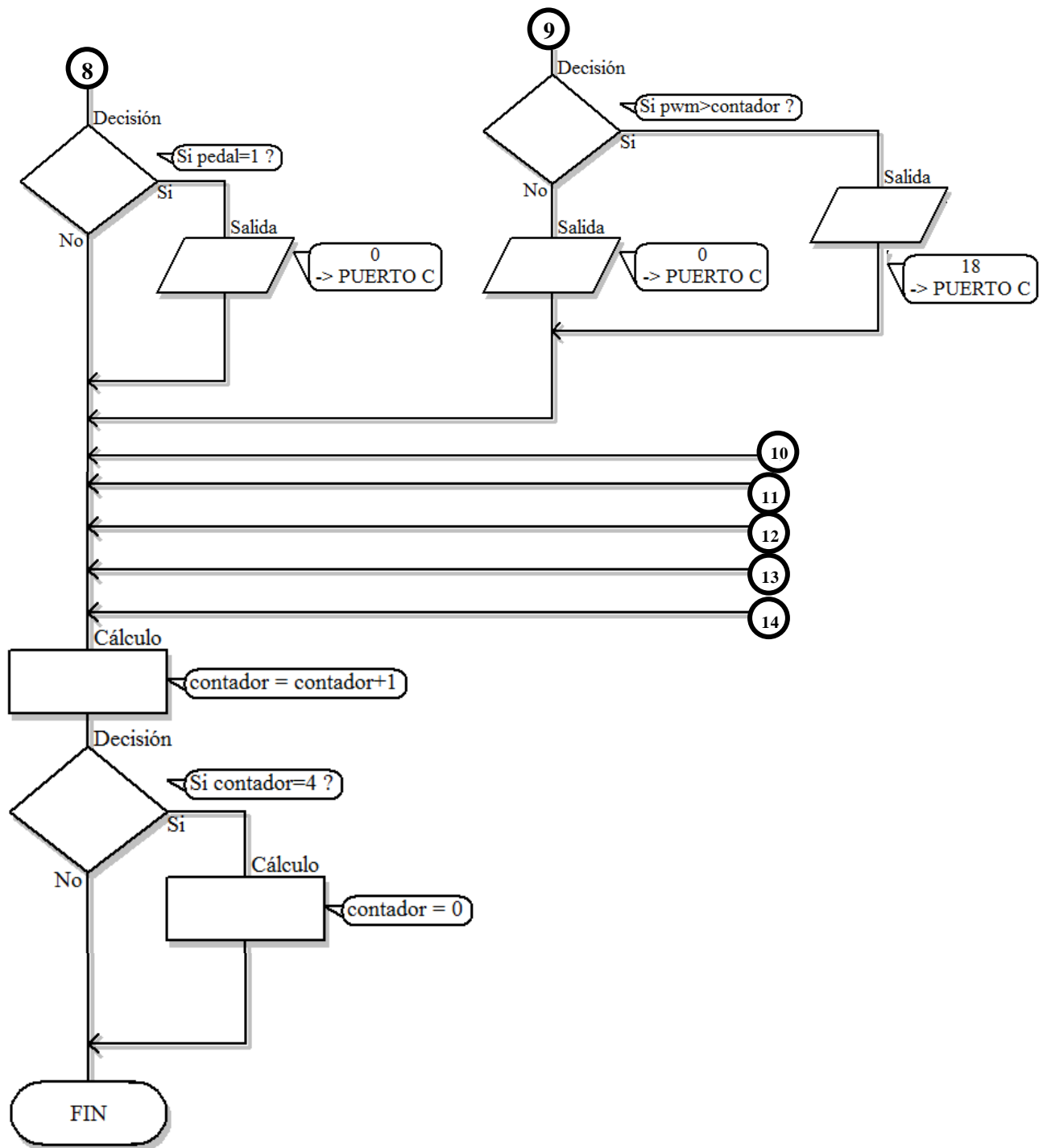


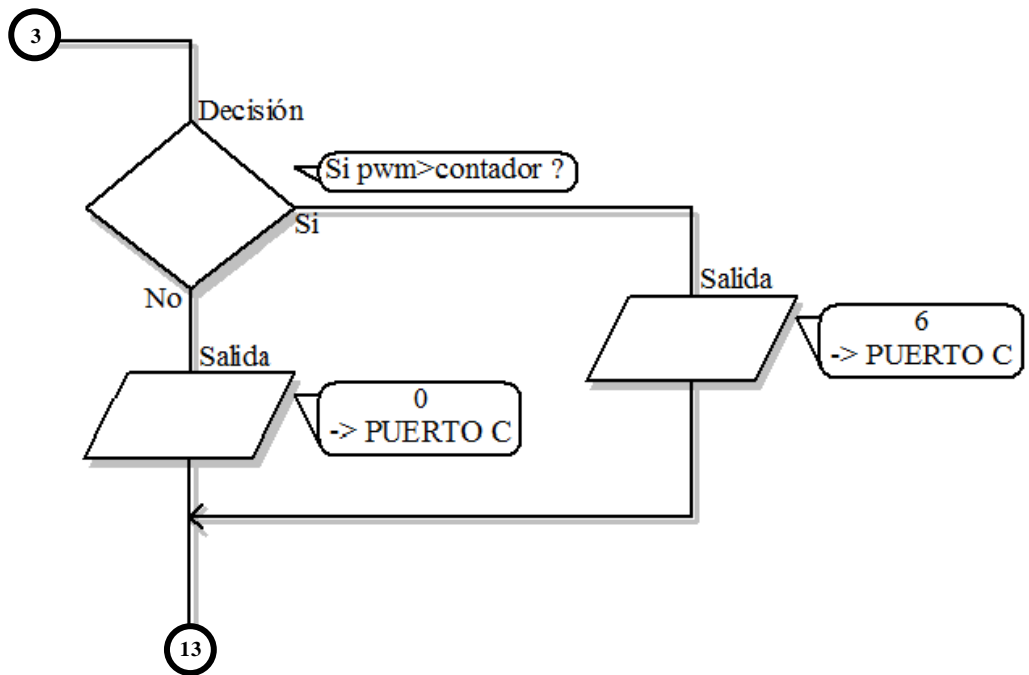
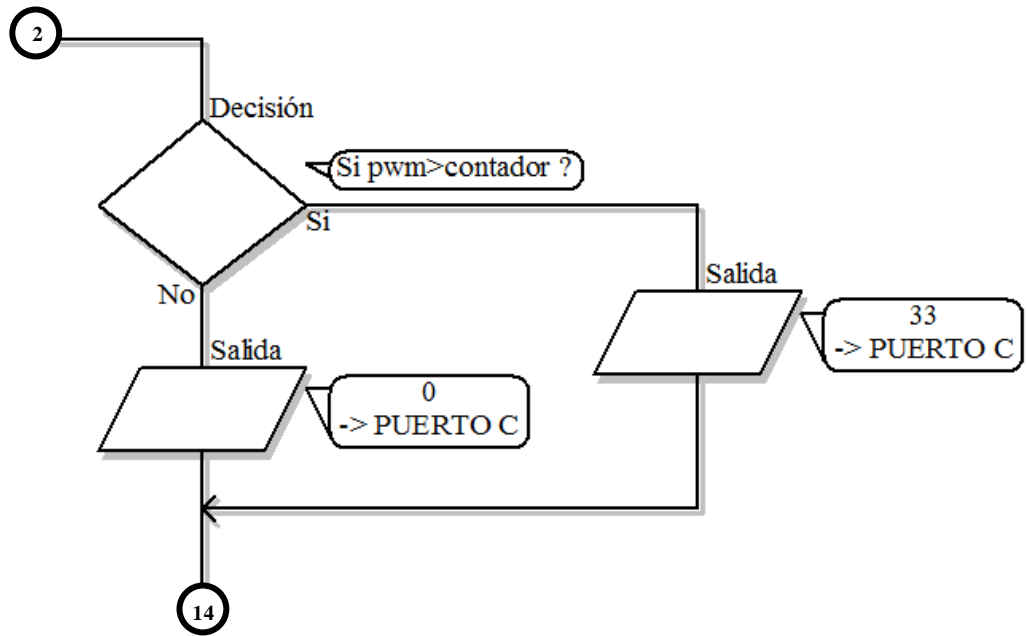


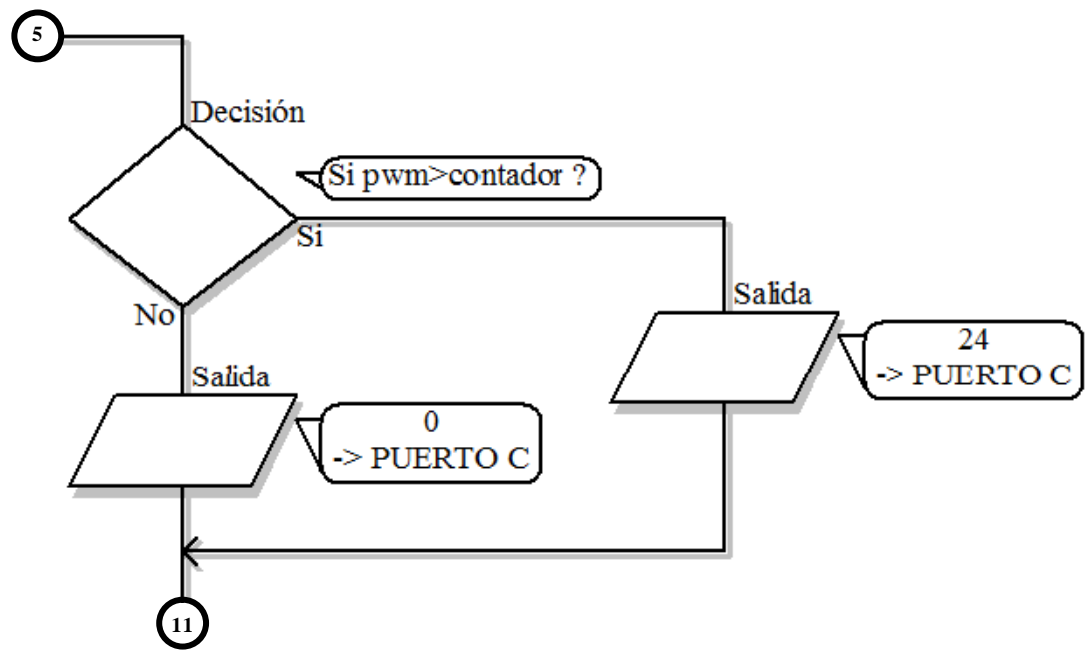
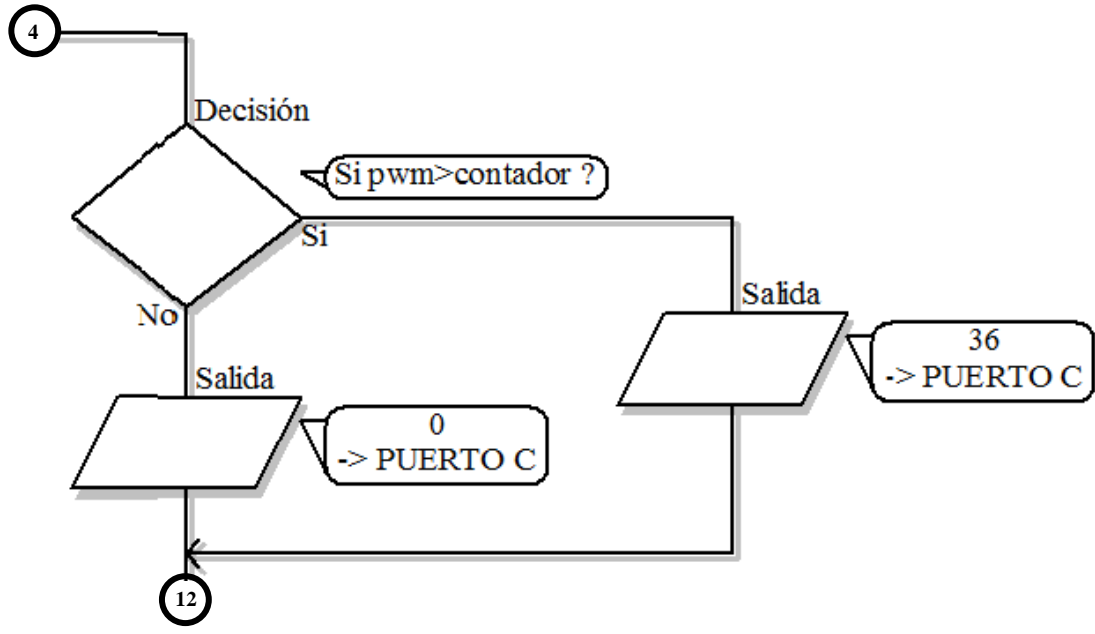
ANEXO I. Macro de Conmutación y Timer 0

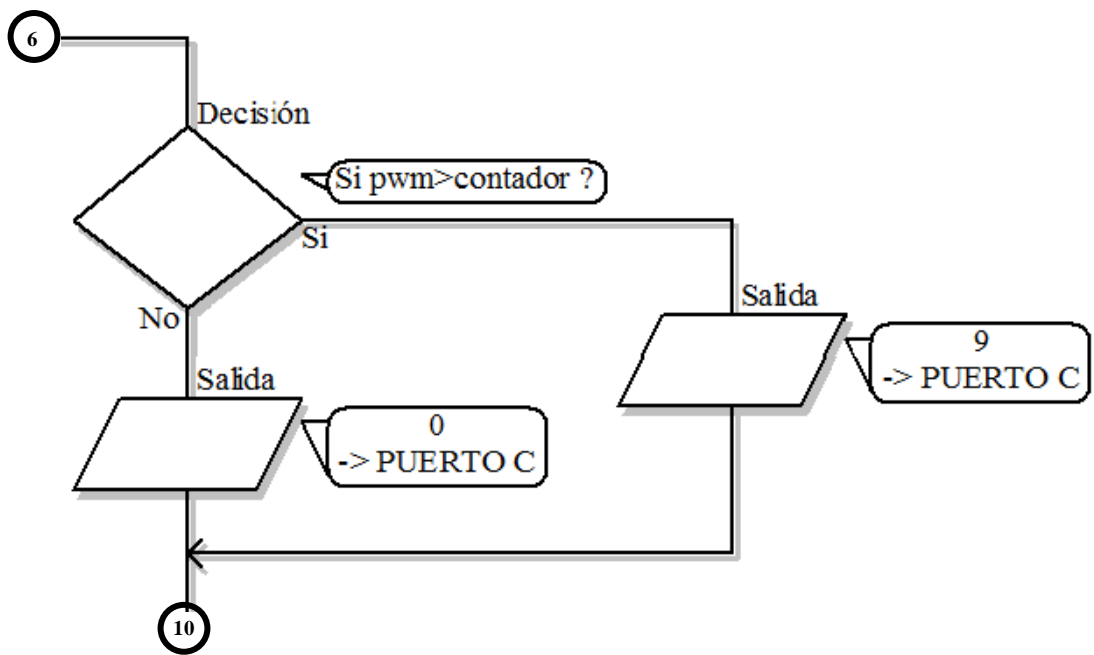




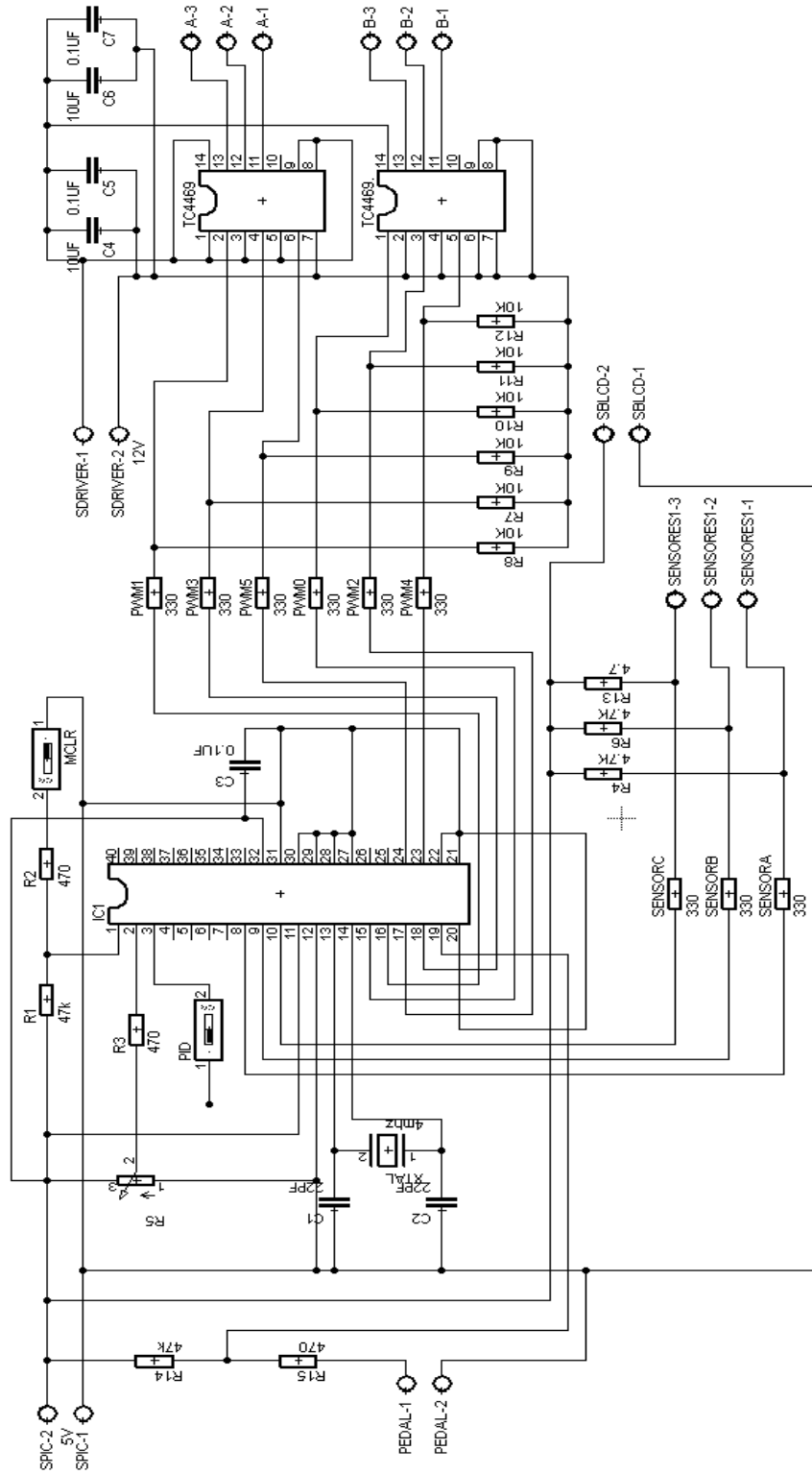




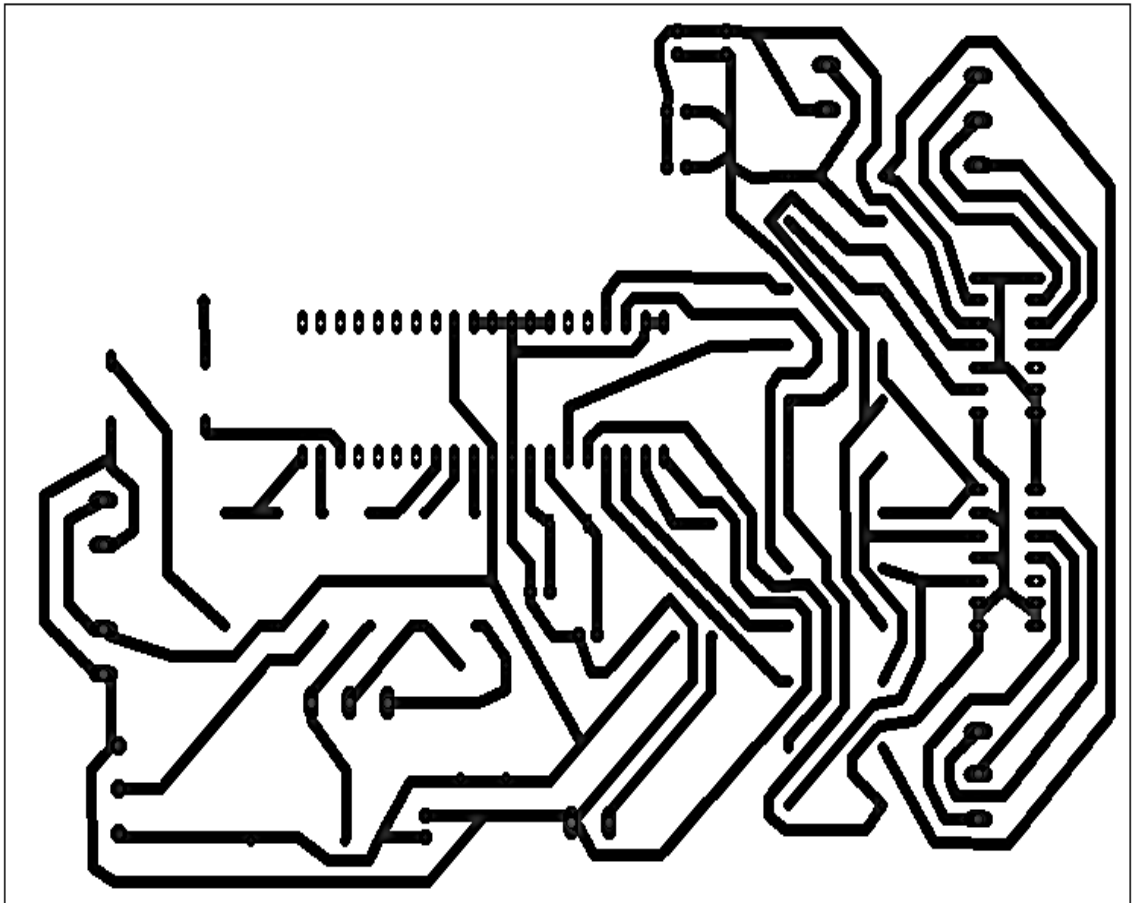




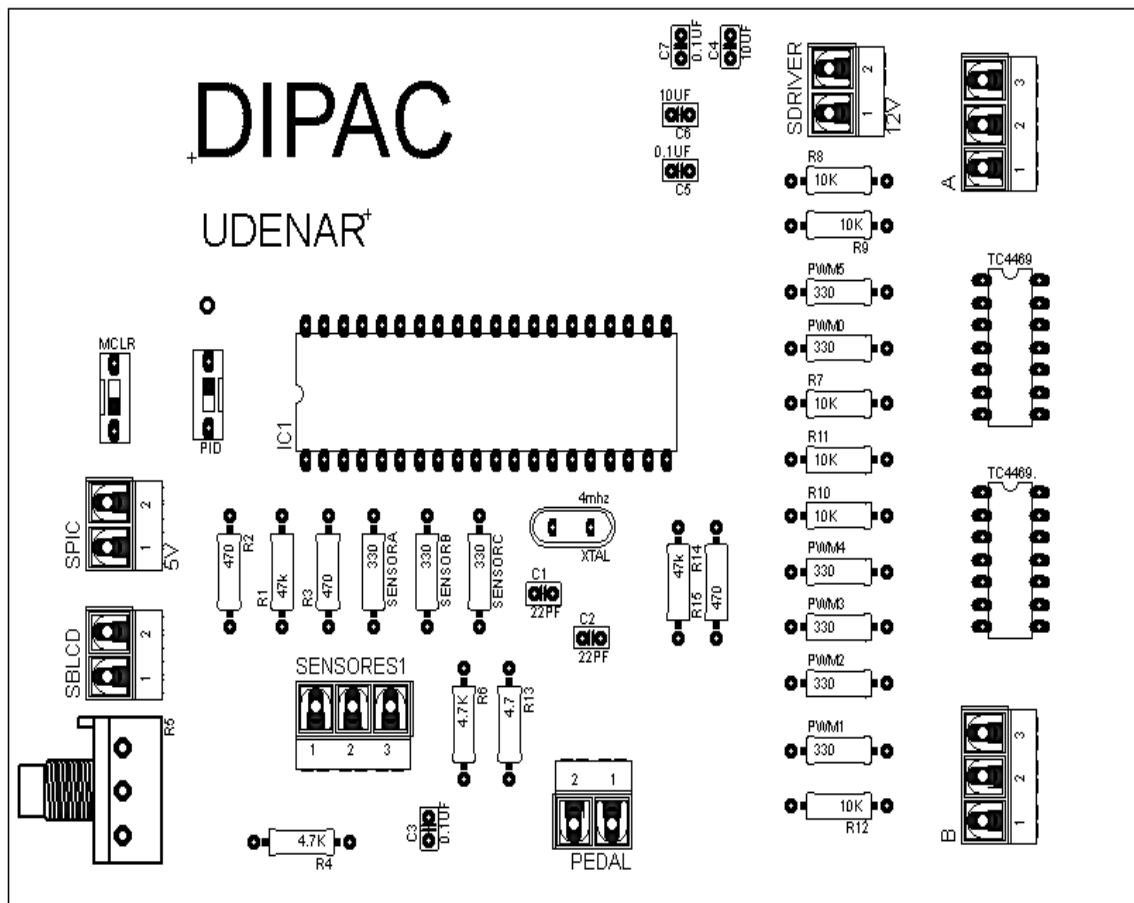
ANEXO J. Esquemático del controlador de proceso



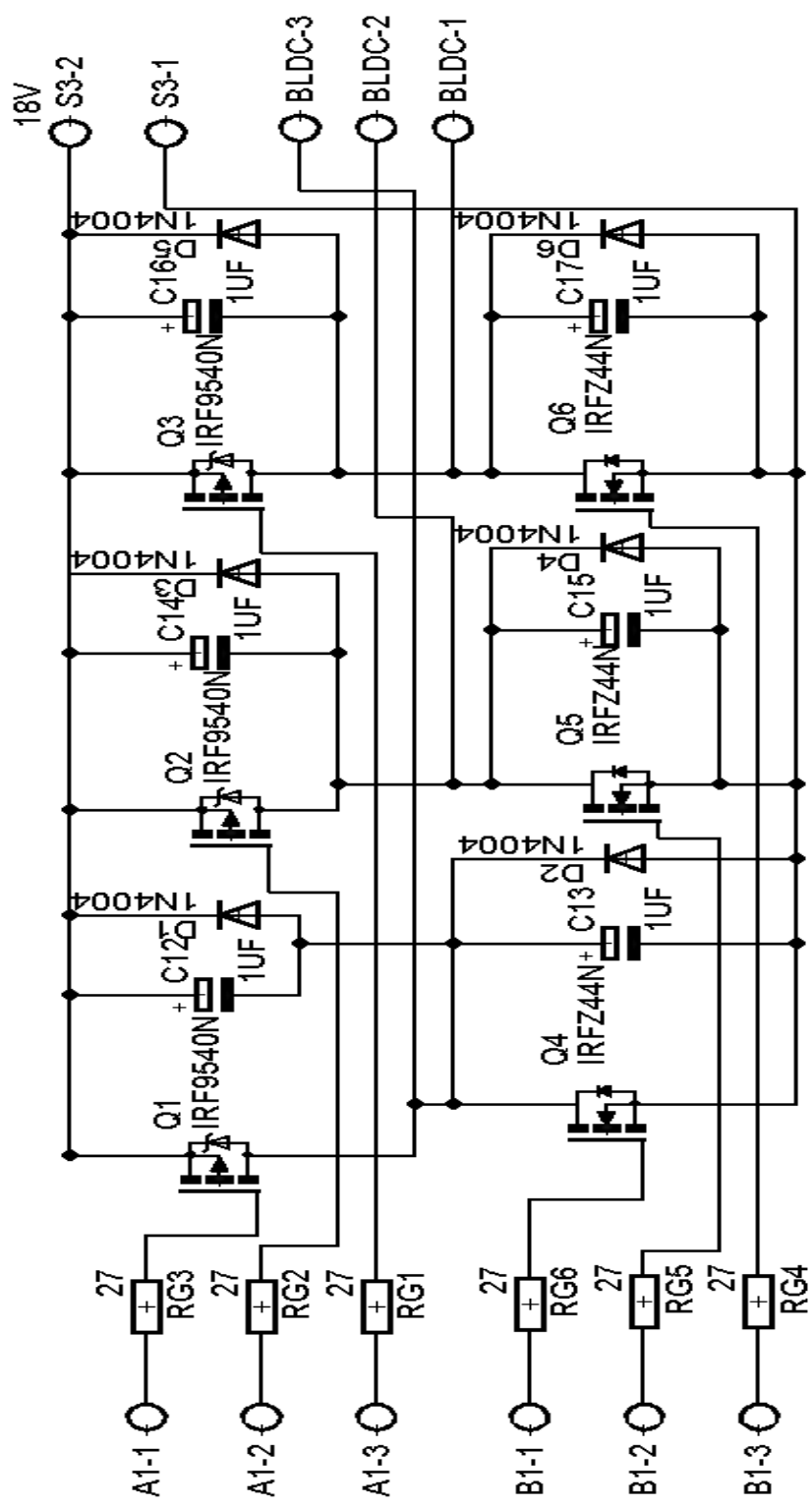
Circuito impreso del controlador de proceso



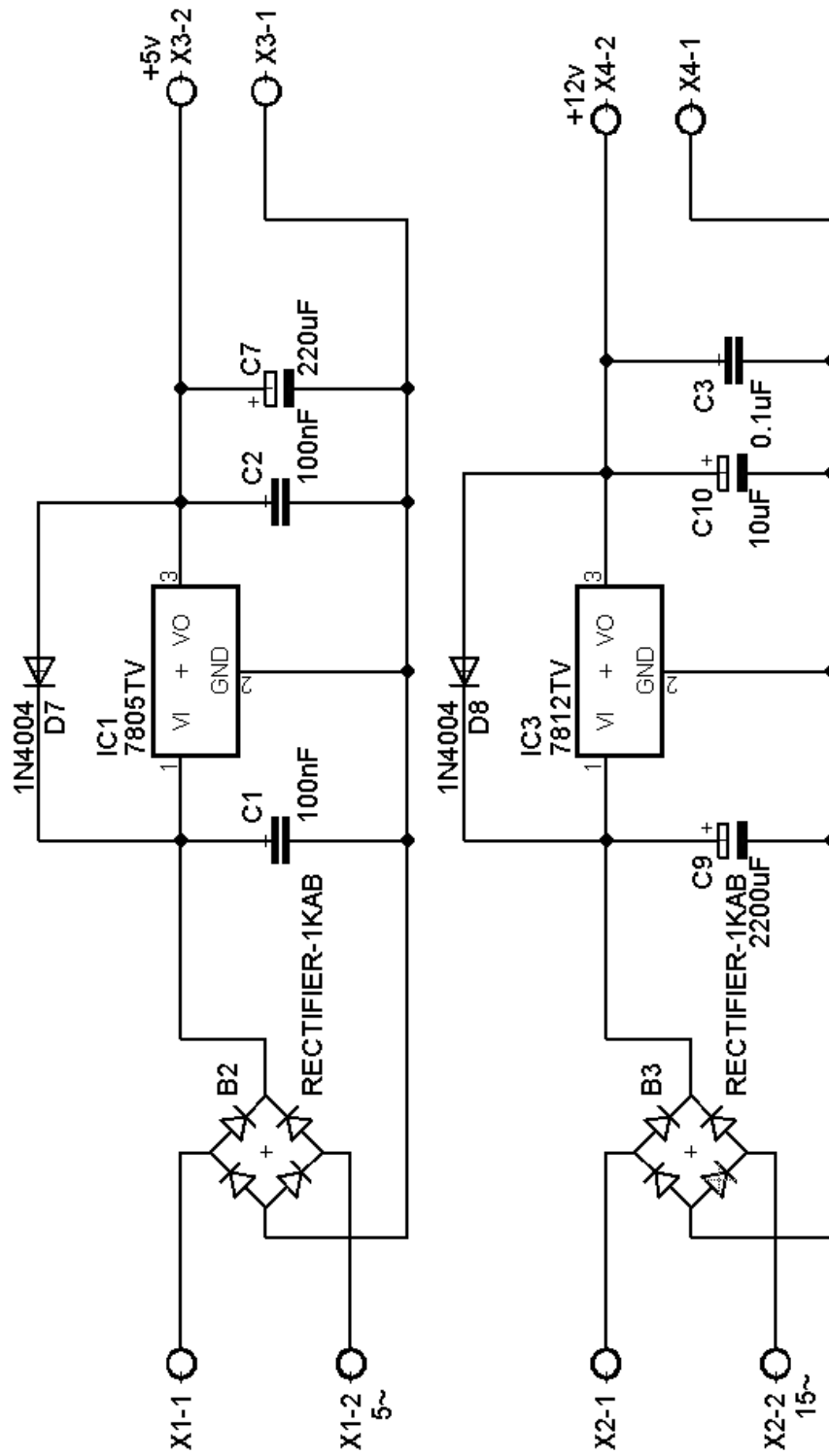
Componentes del circuito impreso del controlador de proceso



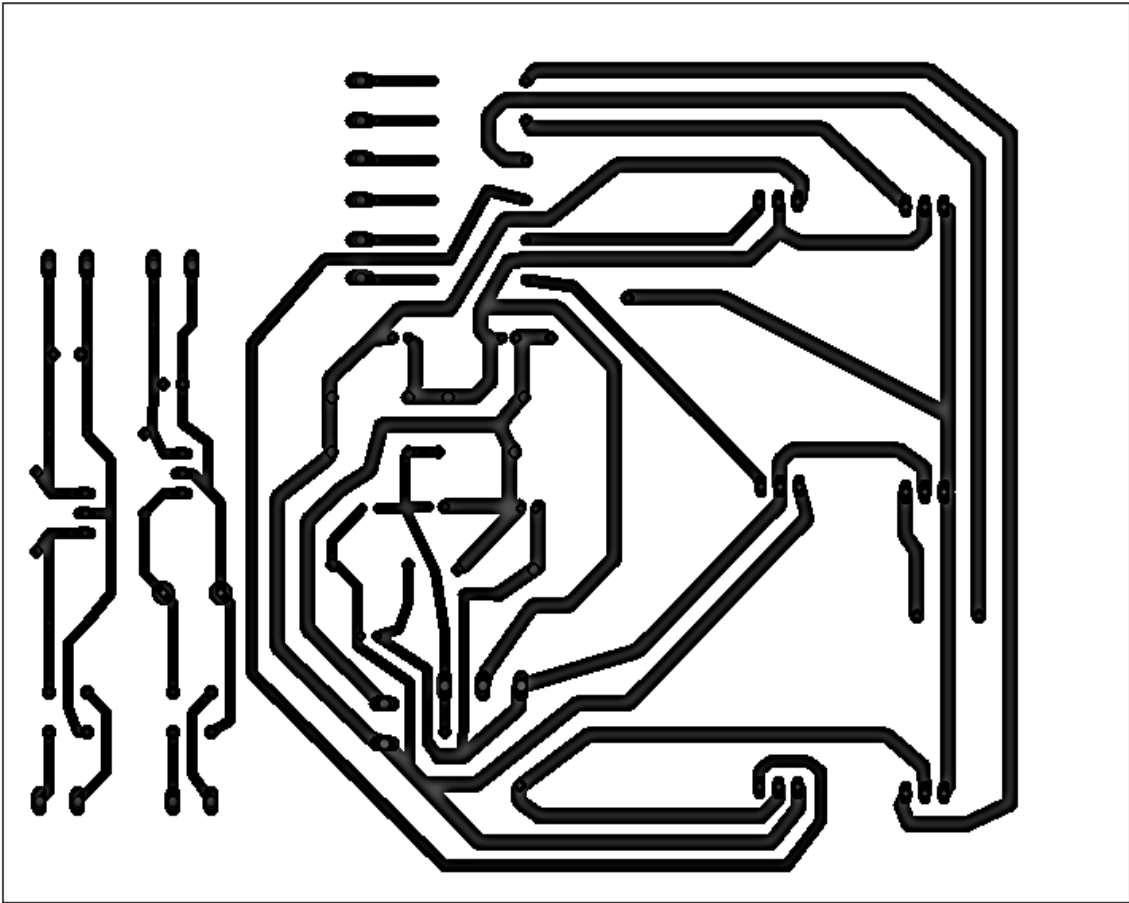
ANEXO K. Esquemático del inversor trifásico



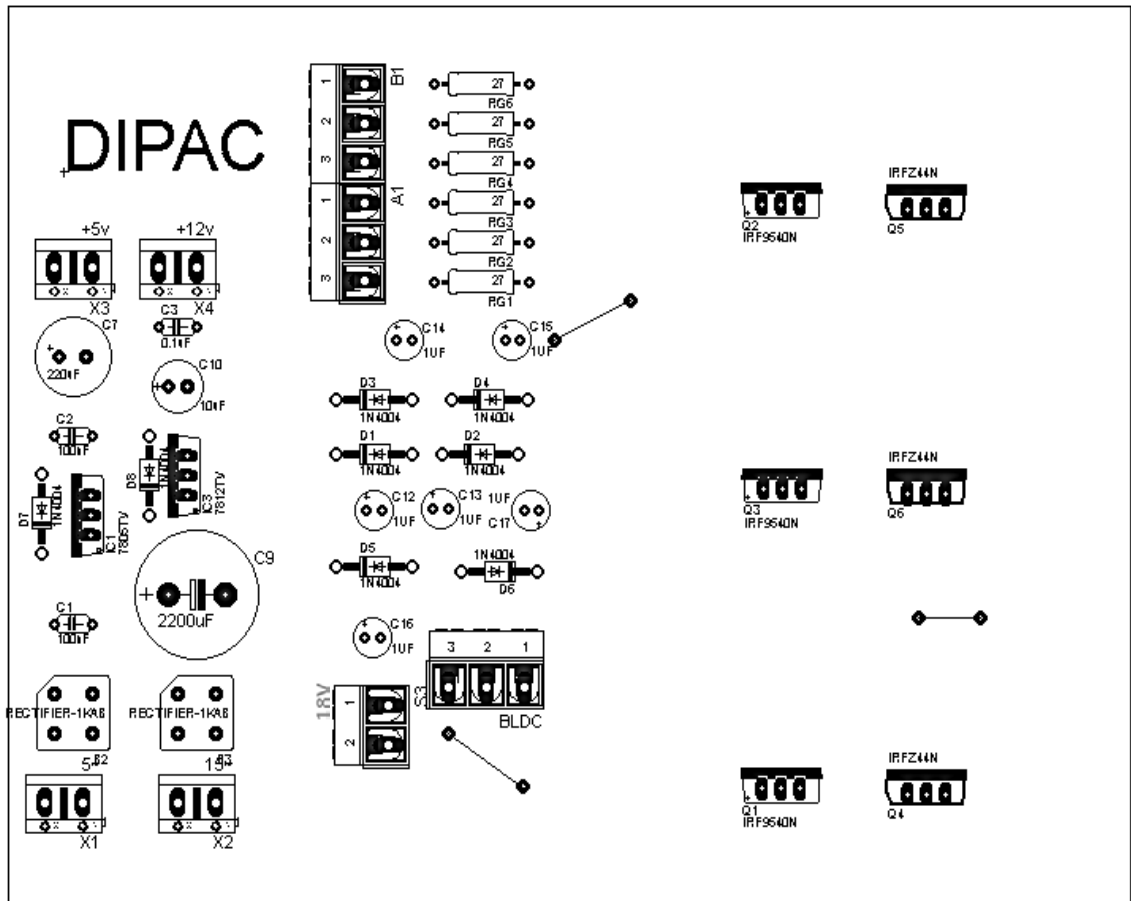
Esquemático fuentes +5V y +12V



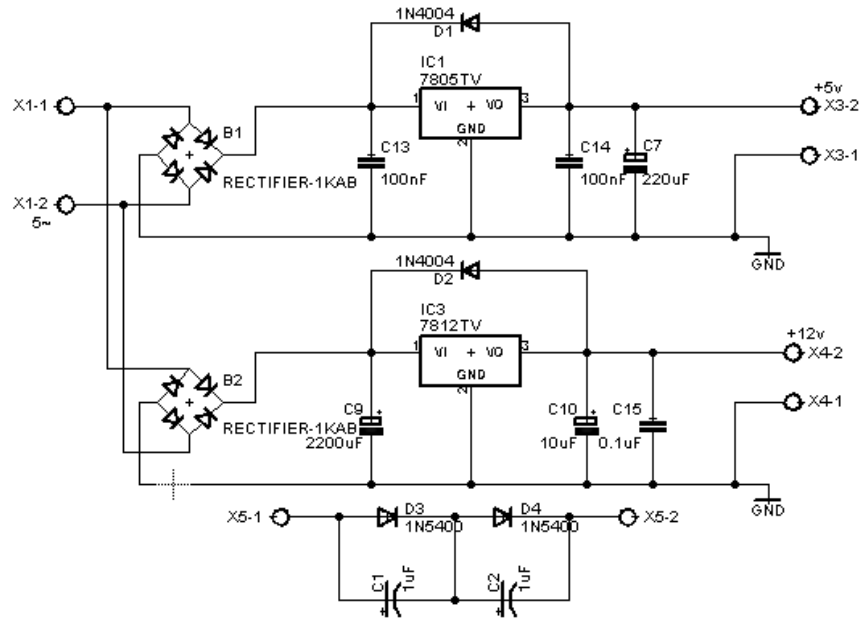
Circuito impreso del inversor trifásico y fuentes +5V y 12V



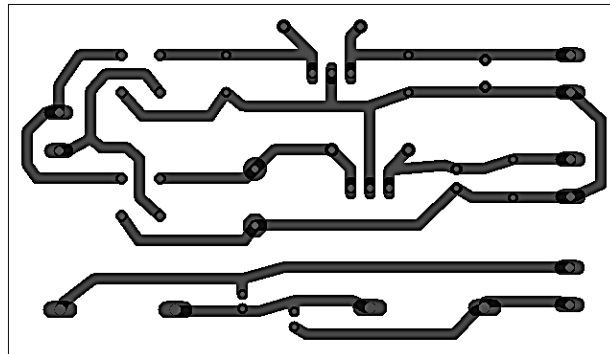
Componentes del circuito impreso del inversor trifásico y fuentes +5V y 12V



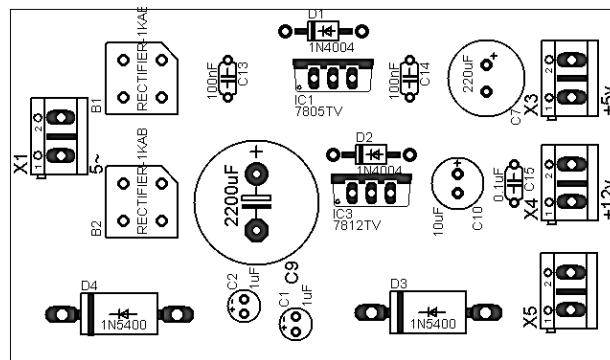
ANEXO L. Esquemático fuentes +5V y 12V



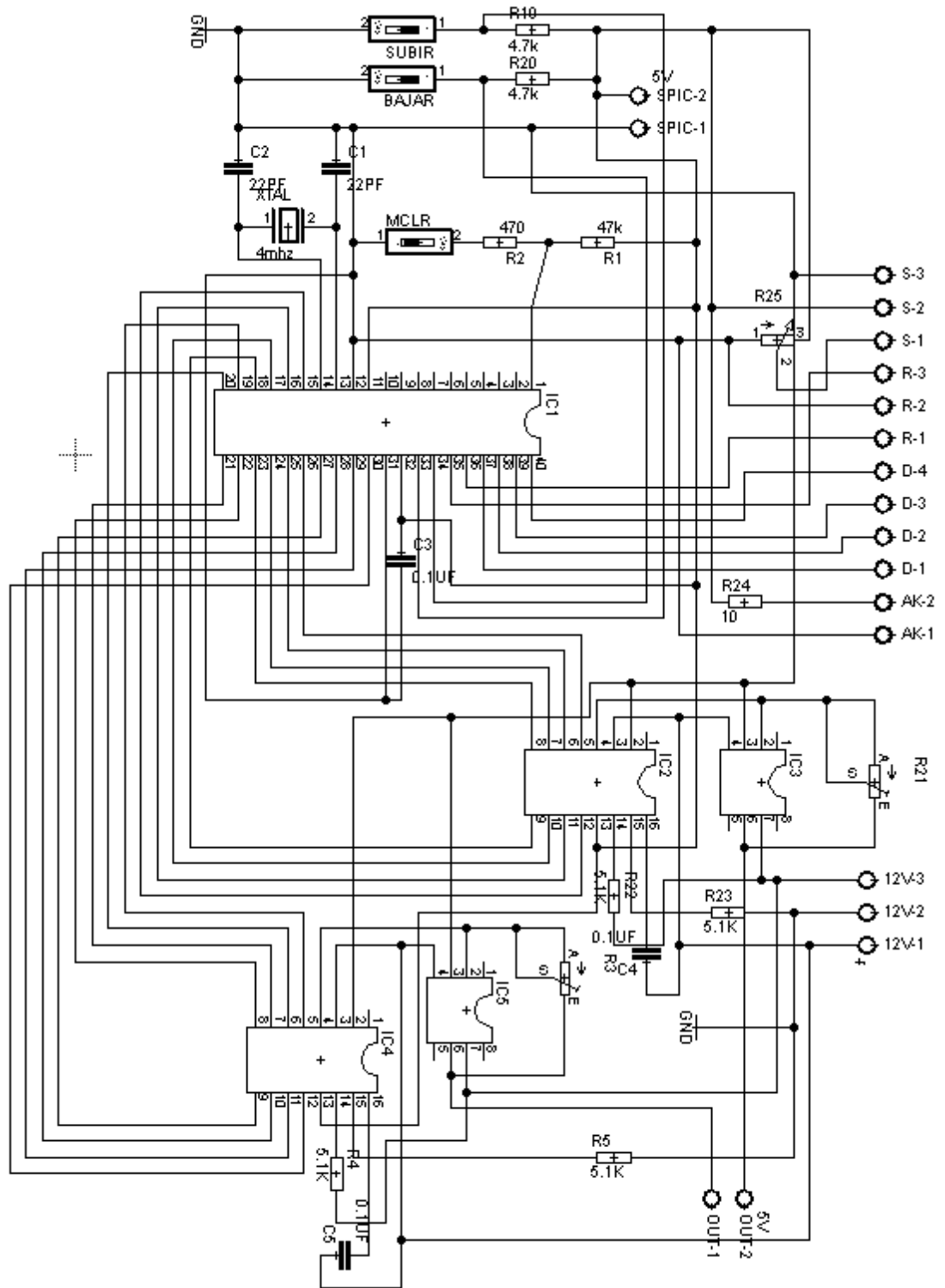
Circuito impreso fuentes +5V y 12V



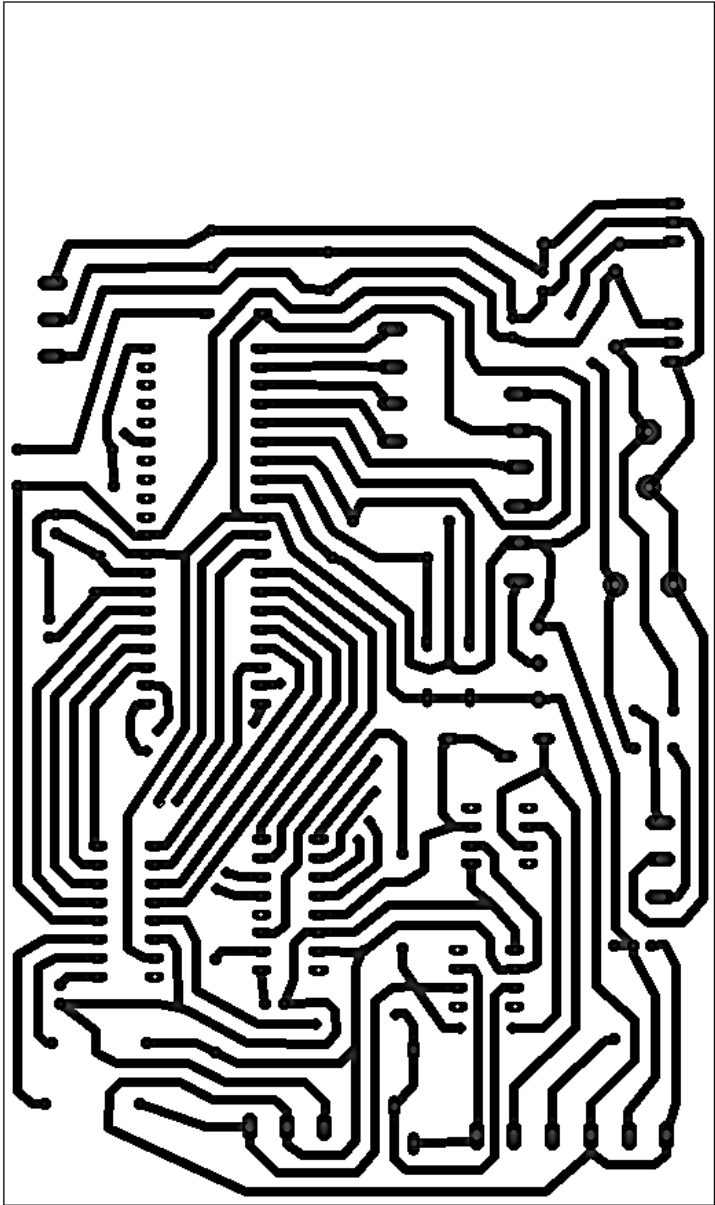
Componentes del circuito impreso fuentes +5V y 12V



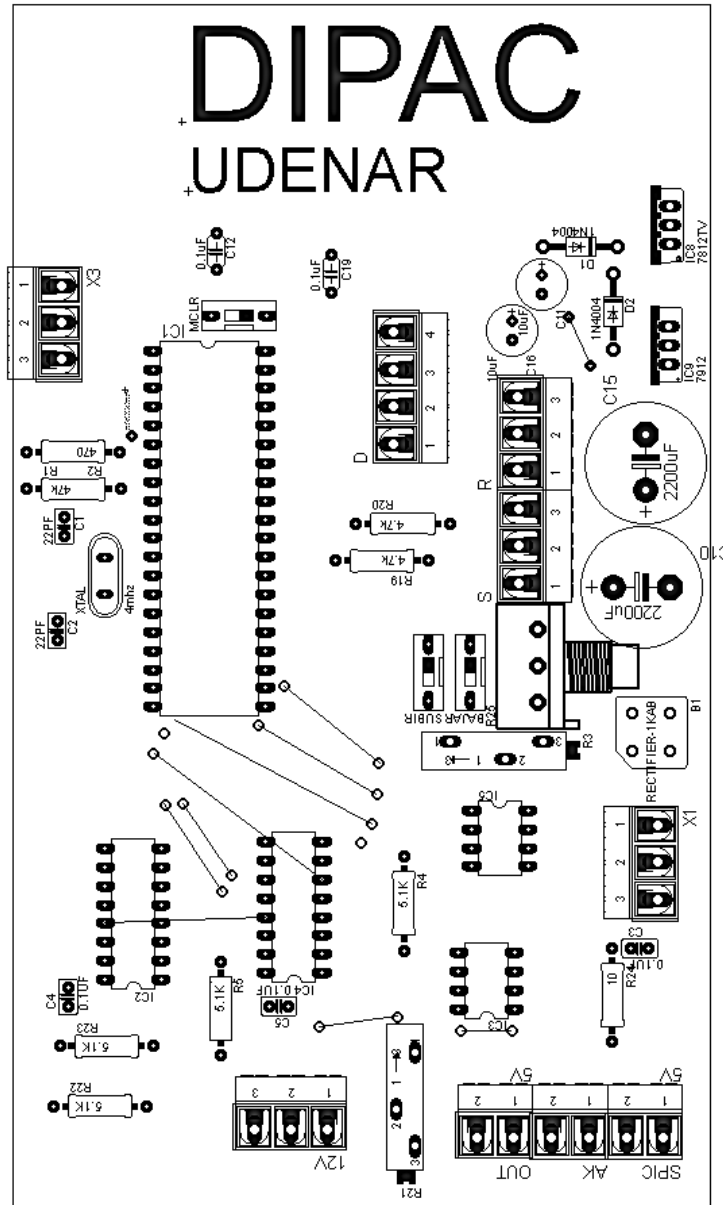
ANEXO M. Esquemático interfaz de usuario



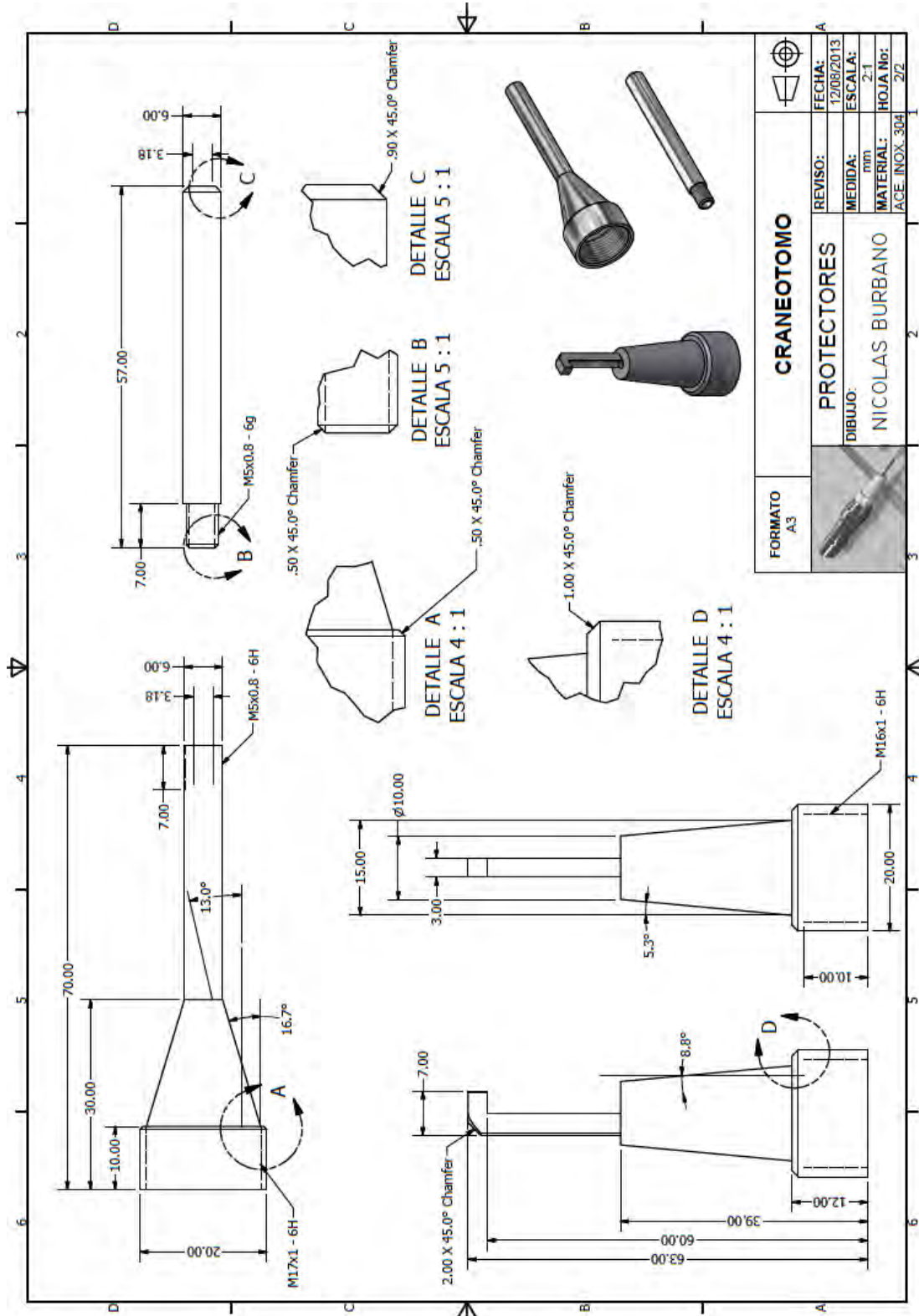
Circuito impreso de la interfaz de usuario



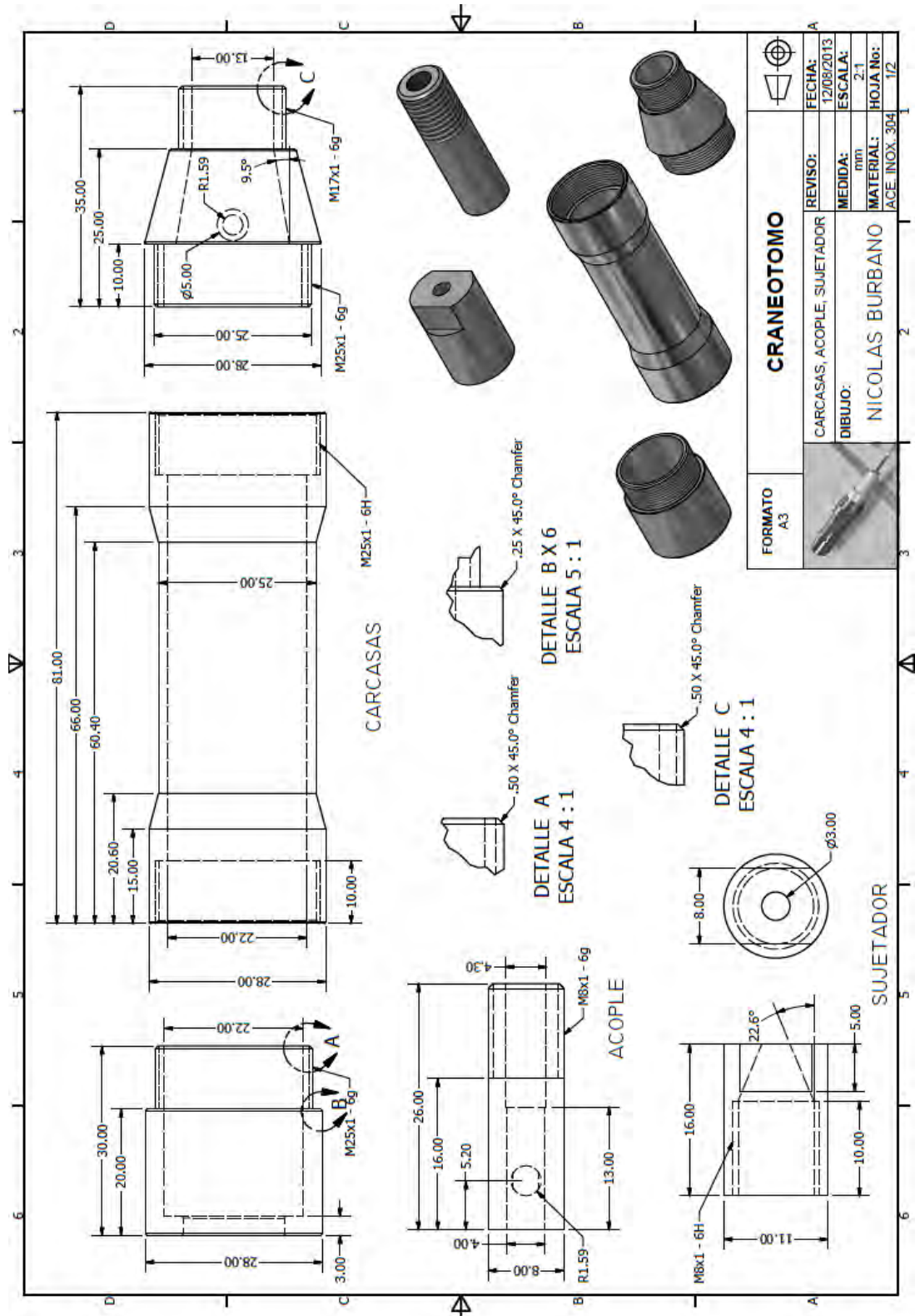
Componentes del circuito impreso de la interfaz de usuario



ANEXO N. Planos Accesorios



Planos Carcasa



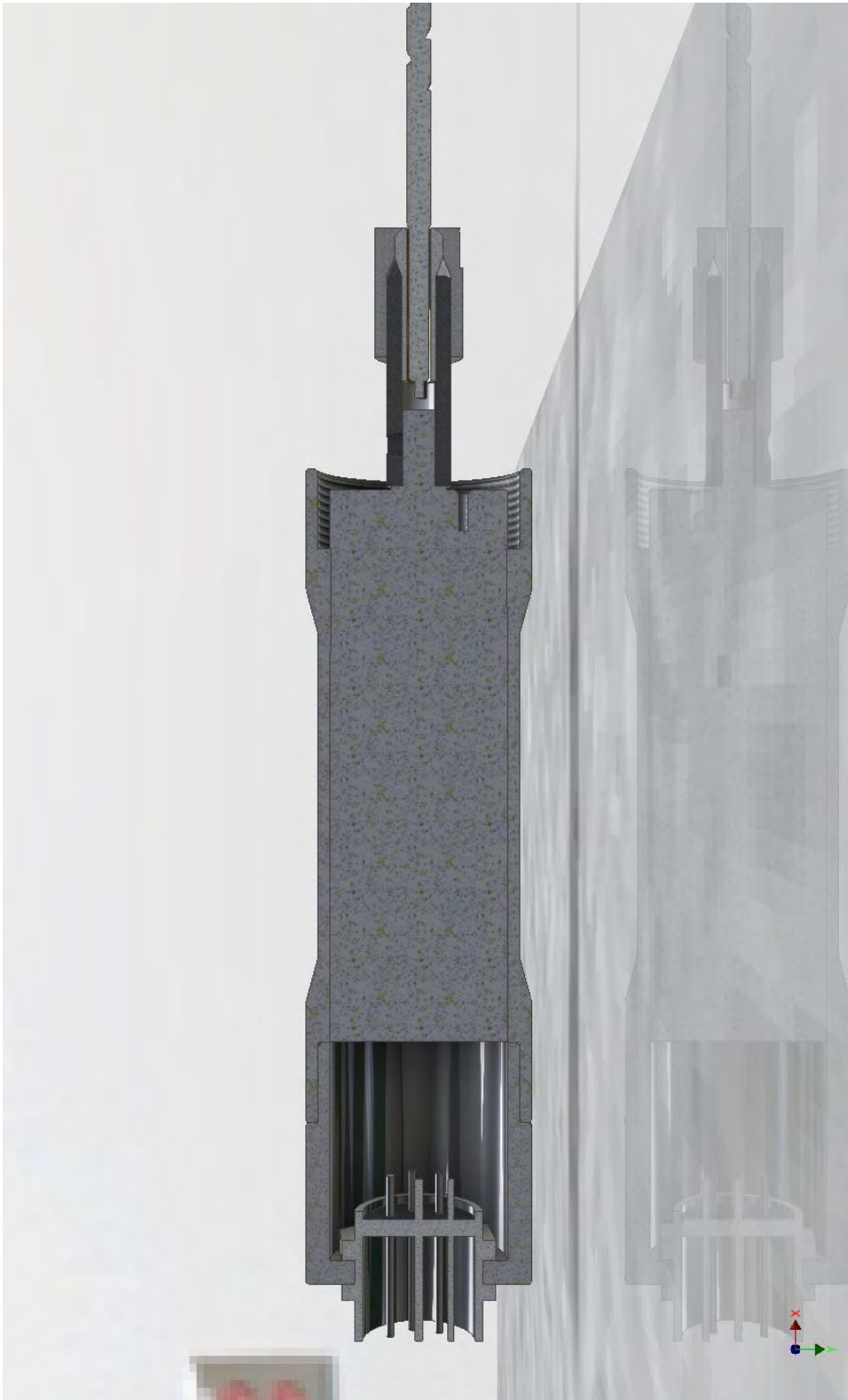
ANEXO O. IMÁGENES AUTODESK DIPAC 3D



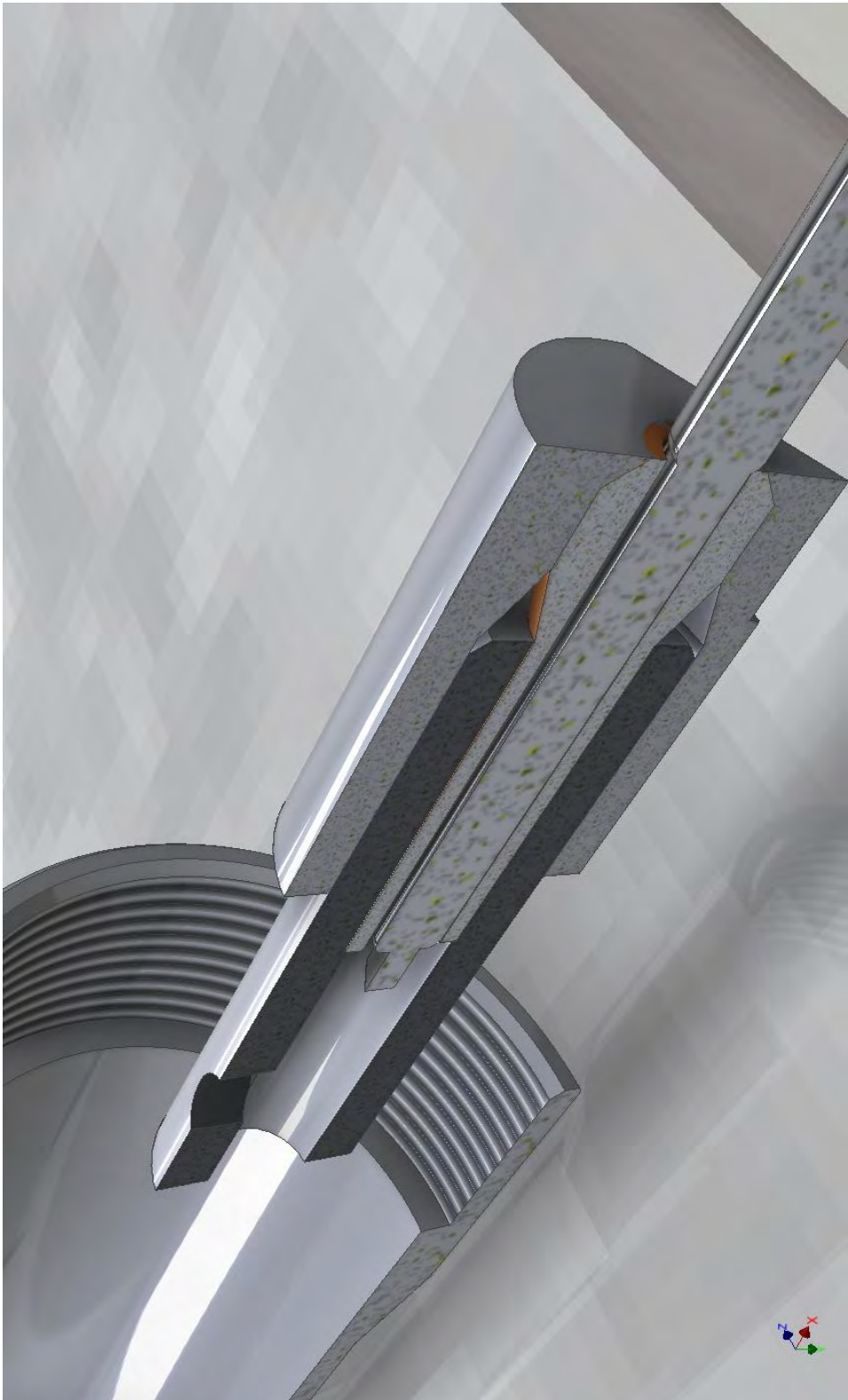
Corte Transversal Carcasa 3D



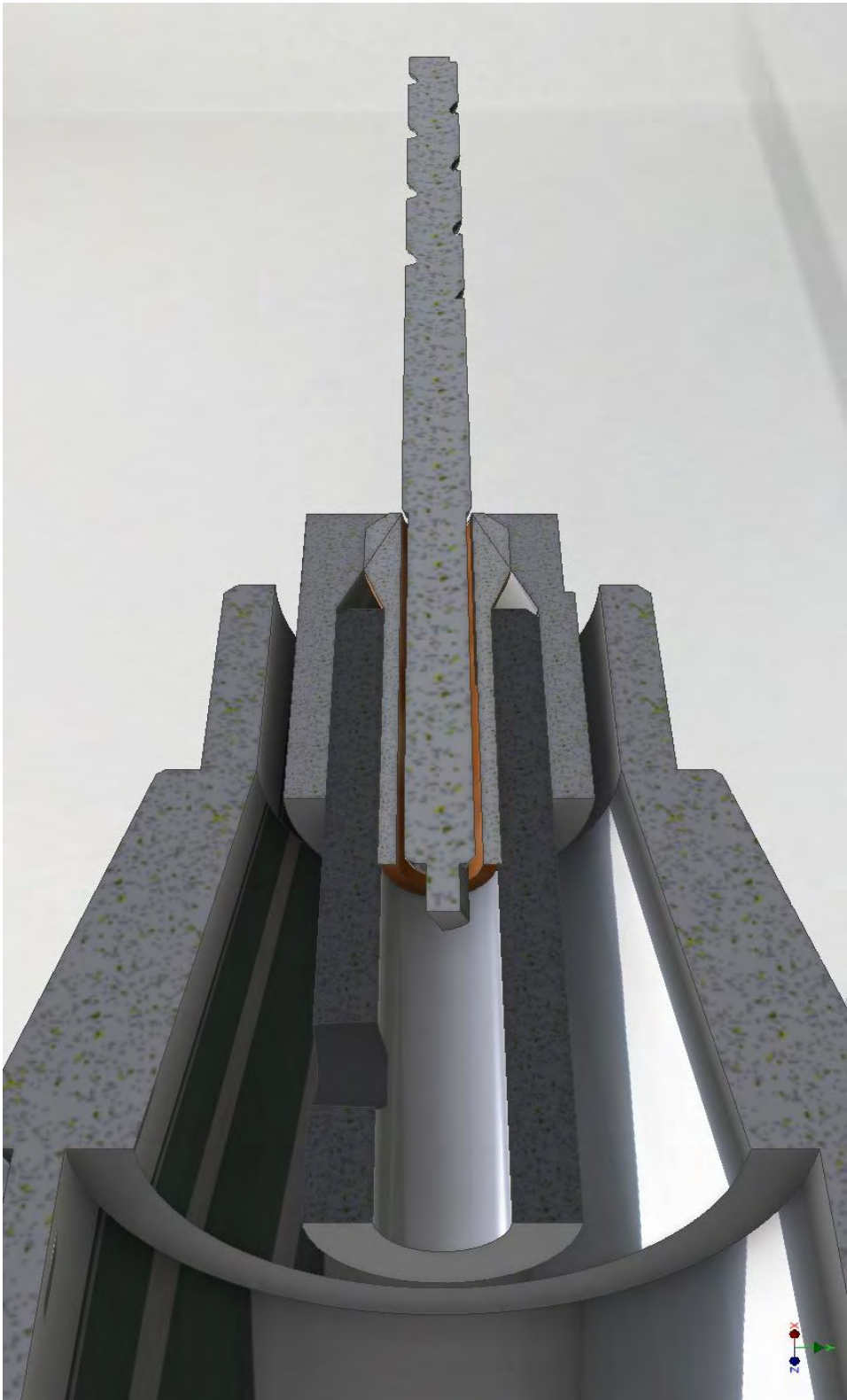
Corte Transversal Carcasa y Brushless 3D



Corte Transversal Acople 3D



Corte Transversal Acople y Broca 3D



Motor Brushless, Conector, Acople y Broca 3D



Motor Brushless, Conector, Casquillo y Broca 3D



Motor Brushless, Carcasa, Casquillo y Broca 3D



Motor Brushless, Carcasa 2, Casquillo y Broca 3D



Carcasa, Craneótomo y Broca 3D



Carcasa, Craneótomo y Broca 3D



Carcasa, Accesorio Corto 3D



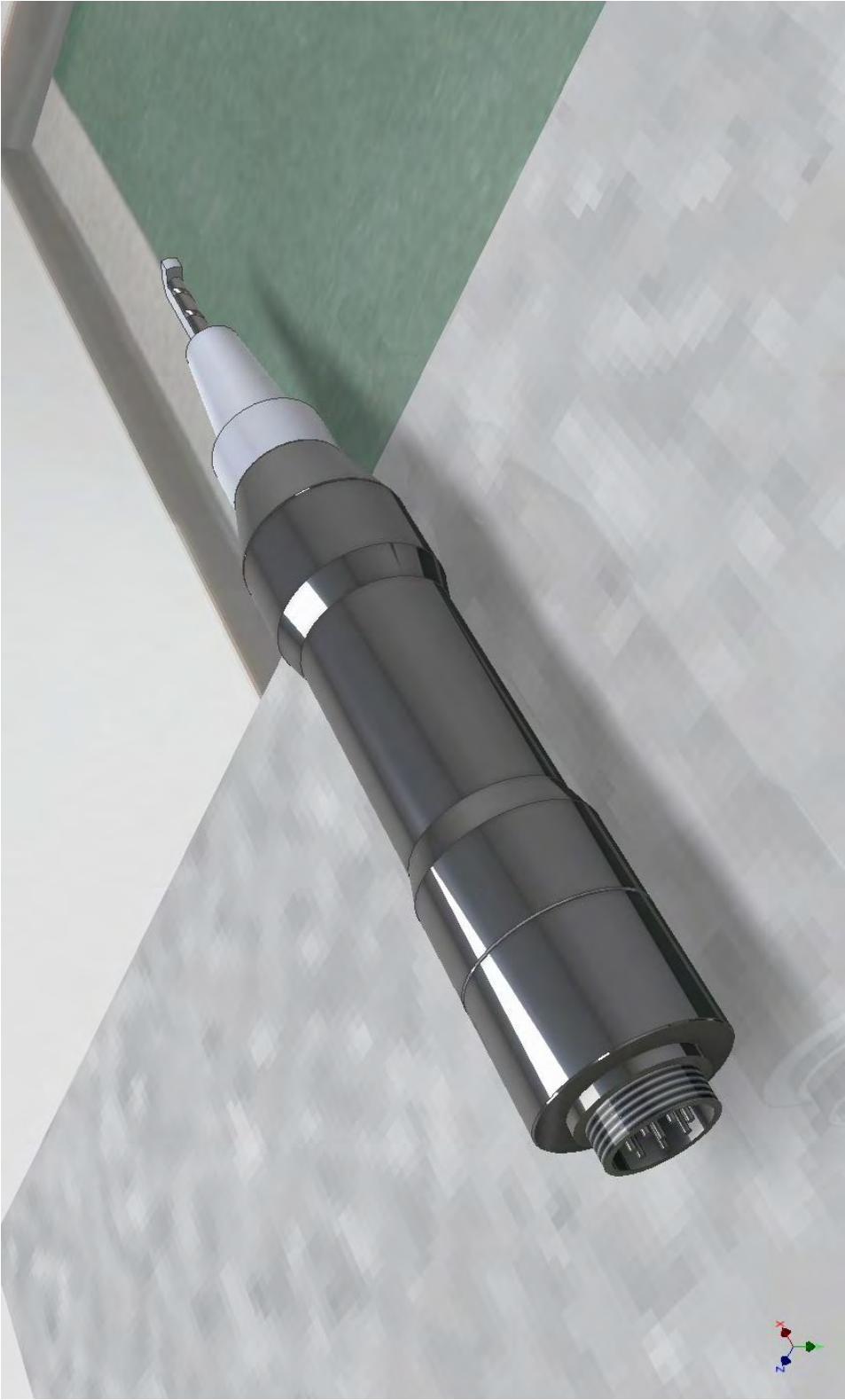
Carcasa, Accesorio Largo 3D



Vista posterior DIPAC 3D



Craneótomo DIPAC 3D



ANEXO P. Prototipo DIPAC y Motor DC Brushless



ANEXO Q. Pruebas de corte en huesos

Hueso de pollo



Corte longitudinal en hueso de cerdo



Corte transversal en hueso de cerdo



Corte transversal en costilla de res



Corte transversal en hueso de costilla humana



Corte longitudinal en hueso de costilla humana



Corte transversal en hueso temporal



Corte de trepanación en hueso Parietal



Corte transversal en hueso Parietal



ANEXO R. Pruebas de corte en cadáver

Vista superior de cadáver



Vista de área a cortar



Prueba de perforación de área a cortar



Resultado de la prueba de perforación de área a cortar



Prueba de corte con sistema DIPAC



Resultado de la prueba de corte con sistema DIPAC

