

CONTROL PID PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC

LUIS ANGEL GIL GARCES
JORGE LEONARDO RINCÓN GAVIRIA

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE TECNOLOGÍA
ESCUELA DE TECNOLOGÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2014

CONTROL PID PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC

LUIS ANGEL GIL GARCES
JORGE LEONARDO RINCÓN GAVIRIA

Proyecto de grado
Presentado como requisito para optar al título de:
Tecnólogo en Electricidad

Director
SIGILFREDO C. ARREGOCÉS CAMPO
Docente programa de Tecnología Eléctrica

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE TECNOLOGÍA
ESCUELA DE TECNOLOGÍA ELÉCTRICA
PEREIRA
2014

Nota de aceptación:

Firma del director del programa

Firma del director del proyecto

**Firma del jurado
Pereira, julio de 2014**

Pereira, 04 Julio de 2014

AGRADECIMIENTOS

*Luis Ángel Gil Garcés.
Jorge Leonardo Rincón G*

Un agradecimiento enorme a nuestras familias quienes dieron lo mejor de sí con su apoyo incondicional en la causa de vernos convertidos en profesionales exitosos y personas de bien y porque siempre nos tendieron la mano en los momentos difíciles ayudándonos a perseverar en la realización de ver este sueño hecho una realidad.

Al ingeniero Andrés Felipe Panneso quien a pesar de ser una persona ocupada, saco de su tiempo y nos ayudó con sus conocimientos, proporcionándonos herramientas para darle solución a ciertas etapas del proyecto.

Al ingeniero Sigilfredo C. Arregocés Campo nuestro mentor cuya comprensión, enseñanza y guía ha sido vital en la idealización y posterior realización de este proyecto y en general un sincero agradecimiento a todos los profesores del programa de tecnología eléctrica por educarnos a lo largo de toda nuestra carrera.

CONTENIDO

	Pág.
1. MARCO REFERENCIAL.....	13
1.1 INTRODUCCIÓN.....	13
1.2 OBJETIVOS.....	13
1.2.1 OBJETIVO GENERAL	13
1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	13
1.3 ANTECEDENTES.....	14
1.4 GLOSARIO	15
2. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.....	17
2.1 IDENTIFICACION DE SISTEMAS DINAMICOS.....	17
2.1.1 INTRODUCCION	17
2.1.2 CONCEPTO DE SISTEMA	17
2.1.3 MODELO DE UN SISTEMA.....	17
2.1.4 Tipos de modelos.....	18
2.1.5 Métodos de obtención de modelos.....	19
2.1.6 Identificación de sistemas	19
2.1.7 El proceso de identificación.....	20
2.2 MOTORES DC	22
2.2.1 INTRODUCCIÓN	22
2.2.2 TIPOS DE MOTORES DC	23
2.2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DC	23
2.2.4 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA DE EXCITACIÓN INDEPENDIENTE	25
2.2.5 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA EN DERIVACIÓN	25
2.2.6 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA DE IMÁN PERMANENTE.....	26
2.2.7 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA EN SERIE	27
2.2.8 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA COMPUESTA.....	29
2.2.9 PARTES DEL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA.....	29
2.2.10 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DC.....	32

2.2.11	INTERACCIÓN DEL CAMPO MAGNÉTICO.....	32
2.2.12	VENTAJAS Y APLICACIONES DE LOS MOTORES DC	34
2.3	TIRISTORES	35
2.3.1	INTRODUCCION	35
2.3.2	CARACTERÍSTICAS DEL TIRISTOR	36
2.3.3	FUNCIONAMIENTO.....	37
2.3.4	FUNCIONES ELECTRONICAS (APLICACIONES).....	37
2.3.5	ESTRUCTURA DE SCR	39
2.3.6	CURVA CARACTERISTICA Y FUNCIONAMIENTO.....	39
2.3.7	ACTIVACION Y APAGADO DEL SCR.....	42
2.3.8	APLICACIONES DE LOS SCR	45
2.4	AMPLIFICADORES OPERACIONALES.....	45
2.4.1	INTRODUCCIÓN	45
2.4.2	SÍMBOLOS Y TERMINALES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 46	
2.4.3	MODELO REAL DEL AMPLIFICADOR.....	46
2.4.4	CONFIGURACIONES DE LAZO CERRADO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	47
2.5	CONTROLADORES PID	52
2.5.1	RESUMEN	52
2.5.2	CONTROL PID.....	53
2.5.3	ACCIÓN PROPORCIONAL	55
2.5.4	ACCIÓN INTEGRAL	58
2.5.5	ACCIÓN DERIVATIVA	60
3.	EJECUCION DEL PROYECTO.....	63
3.1	INTRODUCCION.....	63
3.2	DETERMINACION DEL MODELO MATEMATICO DEL MOTOR DC	64
3.3	ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS DE MOTOR DC	66
3.3.1	PARÁMETROS A MEDIR	66
3.3.2	MATERIAL Y EQUIPO REQUERIDO	66
3.3.3	MEDICIÓN DE RESISTENCIA ARMADURA (R_a)	67
3.3.4	MEDICIÓN DE INDUCTANCIA DE ARMADURA (L_a)	67
3.3.5	MEDICIÓN DE CONSTANTE DE FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ (K_b).....	68

3.3.6	CALCULO DE COEFICIENTE DE FRICCIÓN VISCOSA (B)	69
3.3.7	CALCULO DE LA CONSTANTE DE INERCIA (J)	70
3.3.8	RESPUESTA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO SIN CARGA Y SIN CONTROL UTILIZANDO EL MATLAB.....	71
3.4	MODELO MATEMÁTICO Y SIMULACIÓN A PARTIR DE LOS DATOS DE PLACA DEL MOTOR (FRICCIÓN DESPRECIABLE).....	72
3.4.1	SIMULACIÓN.....	79
3.4.2	CIRCUITO DE CONTROL	81
3.4.3	GENERADOR DE RAMPA	82
3.4.4	REFERENCIA DE VELOCIDAD AJUSTABLE	87
3.4.5	NODO DE DIFERENCIA.....	90
3.4.6	NODO DE SUMA	93
3.4.7	GENERADOR DE DISPARO INTERFAZ ÓPTICA	96
3.5	DISEÑO DEL CONTROLADOR PID	104
3.5.1	SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR	111
3.5.2	CIRCUITO PID.....	114
3.6	MODELADO Y SIMULACIÓN PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTORE DC CON EXCITACIÓN INDEPENDIENTE Y CON REALIMENTACIÓN DE LA VELOCIDAD.....	128
3.6.1	SIMULACIÓN MATLAB.....	131
3.7	CIRCUITO DE POTENCIA	136
3.8	DATOS OBTENIDOS	139
3.9	CIRCUITOS IMPRESOS	141
4.	CONCLUSIONES.....	146
5.	BIBLIOGRAFÍA	147

LISTA DE ILUSTRACIONES

	Pág.
Figura 1 Sistema dinámico con entrada $u(t)$, perturbación $e(t)$ y salida $y(t)$	17
Figura 2 El proceso de identificación.	21
Figura 3 Circuito equivalente de un motor dc.	23
Figura 4 Circuito equivalente simplificado en que elimina la caída de voltaje en las escobillas y se combina R_{adj} con la resistencia de campo.	24
Figura 5 Circuito equivalente de un motor de excitación independiente.	25
Figura 6 Circuito equivalente de un motor dc en derivación.	26
Figura 7 Motor de corriente directa en serie.	27
Figura 8 Circuito equivalente de un motor dc con excitación serie.	28
Figura 9 Curva característica del par-velocidad y par corriente de un motor serie.	28
Figura 10 Circuito equivalente de los dos motores compuestos. a) con conexión de derivación larga. b) con conexión de derivación corta.	29
Figura 11 Partes del rotor, motor dc	30
Figura 12 Partes del estator, motor dc.....	31
Figura 13 Regla de la mano derecha.....	32
Figura 14 Flujo de corriente continua en una bobina.....	33
Figura 15 Atracción - repulsión de polos, torque del motor.....	33
Figura 16 Sentido de giro de un motor de corriente directa.....	34
Figura 17 Representación de un tiristor, capas semiconductoras.....	36
Figura 18 Representación de un tiristor con transistores.....	36
Figura 19 Símbolo de un tiristor.	37
Figura 20 Símbolo del SCR.	38
Figura 21 Capas semiconductoras y uniones del SCR.....	39
Figura 22 Curva característica del SCR.....	40
Figura 23 Polarización del SCR – Disparo por tensión excesiva.	43
Figura 24 SCR a través de compuerta - circuito equivalente de thevenin.	43
Figura 25 Símbolo eléctrico y terminales de un amplificador operacional.	46
Figura 26 Modelo real del amplificador operacional.....	47
Figura 27 Seguidor de tensión.	47
Figura 28 Circuito amplificador inversor.....	48
Figura 29 Circuito amplificador sumador.	49
Figura 30 Circuito amplificador no inversor.....	50
Figura 31 Circuito amplificador integrador.	51
Figura 32 Circuito amplificador derivador o diferencial.....	51
Figura 33 Diagrama de bloques del sistema de control de un proceso.	53
Figura 34 (A) características de un controlador on-off ideal y modificaciones Con (B) zona muerta (C) histéresis.	54

Figura 35 Diagrama de bloques de un lazo de realimentación simple.....	55
Figura 36 Error en estado estacionario.....	57
Figura 37 Simulación de un sistema de control de lazo cerrado con control proporcional.....	57
Figura 38 Implementación de la acción integral concebida como un reset automático.....	59
Figura 39 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional e integral.....	60
Figura 40 Interpretación geométrica de la acción derivativa como un control predictivo, donde la predicción se obtiene mediante extrapolación lineal.....	61
Figura 41 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional, integral y derivativo.....	62
Figura 42 Esquema representativo del control de velocidad a implementar.....	63
Figura 43 Circuito equivalente del motor DC.....	64
Figura 44 Motor 12V DC.....	67
Figura 45 Respuesta del sistema a 12 V lazo abierto.....	72
Figura 46 Esquema inicial de bloques del proceso.....	72
Figura 47 Circuito equivalente del devanado de armadura motor DC.....	73
Figura 48 Modelo de bloques del proceso una vez agrupadas las ecuaciones (4) y (10).....	75
Figura 49 Diagrama de bloques después de agrupar las constantes.....	76
Figura 50 Diagrama de bloques equivalente a la etapa del proceso.....	76
Figura 51 Diagrama de bloques después de implementar.....	77
Figura 52 Esquema de bloques a simular en matlab.....	80
Figura 53 Simulación diagrama de bloques en matlab.....	80
Figura 54 Respuesta del motor en vacío sin control y sin carga.....	81
Figura 55 Respuesta del motor sin control y al 100% de la carga.....	81
Figura 56 Circuito generador de rampa.....	82
Figura 57 Captura real rectificador de onda.....	82
Figura 58 Captura real generador de rampa.....	83
Figura 59 Circuito generador de rampa, simulación proteus.....	85
Figura 60 Simulación circuito generador de rampa, osciloscopio proteus. (Señal azul generador de rampa, señal verde referencia 0V).....	85
Figura 61 Captura real señal de rampa.....	86
Figura 62 Circuito de referencia.....	87
Figura 63 Captura real circuito set point.....	87
Figura 64 Circuito referencia, simulación proteus.....	88
Figura 65. Simulación circuito de referencia, osciloscopio proteus. (Señal azul tensión de referencia, señal verde referencia 0V).....	89
Figura 66 Captura set point.....	89
Figura 67 Circuito restador.....	90
Figura 68 Captura real circuito restador.....	90
Figura 69 Circuito restador, simulación proteus.....	91
Figura 70 Simulación circuito restador, osciloscopio proteus.(señal azul tensión restador, señal verde 0V).....	92

Figura 71 Captura circuito restador.....	92
Figura 72 Circuito sumador.....	93
Figura 73 Captura real circuito sumador.....	93
Figura 74 Circuito sumador, simulación proteus.....	94
Figura 75 Simulación circuito sumador, osciloscopio proteus. (Señal azul tensión sumador, señal verde referencia 0V).....	95
Figura 76 Captura circuito sumador.....	95
Figura 77 Circuito generador de disparo.....	96
Figura 78 Captura real circuito generador de disparo.....	96
Figura 79 Circuito generador de disparo, simulación proteus.....	97
Figura 80 Simulación circuito de disparo, salida del comparador, osciloscopio proteus. (Señal azul salida comparador, señales verdes y roja señales a comparar, señal amarilla referencia 0V).	98
Figura 81 Captura real comparador primer caso.	98
Figura 82 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (Señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).	99
Figura 83 Captura real en el opto acoplador primer caso.	99
Figura 84 Simulación circuito de disparo, salida del comparador, osciloscopio proteus. (Señal azul salida comparador, señales verdes y roja señales a comparar, señal amarilla referencia 0V).	100
Figura 85 Captura real comparador segundo caso.....	100
Figura 86 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).	101
Figura 87 Captura real señal en el opto acoplador segundo caso.....	101
Figura 88 Simulación circuito de disparo, salida del comparador, osciloscopio proteus. (Señal azul salida comparador, señales verdes y roja señales a comparar, señal amarilla referencia 0V).	102
Figura 89 Captura real salida comparador tercer caso.	102
Figura 90 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (Señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).	103
Figura 91 Captura real señal en el opto acoplador tercer caso.	103
Figura 92 Diseño circuital del controlador PID.....	105
Figura 93 Esquema circuital acción proporcional.....	106
Figura 94 Esquema circuital acción integral.	107
Figura 95 Esquema circuital acción derivativa.	108
Figura 96 Esquema circuital de sumador PID.....	110
Figura 97 Determinación de parámetros para el diseño del controlador.....	112
Figura 98 Respuesta del sistema a entrada escalón.	113
Figura 99 Respuesta de un elemento PID escalón aplicado en su entrada.....	115
Figura 100 Simulación circuito PID en proteus.	116
Figura 101 Captura real circuito PID.....	116
Figura 102 Respuesta a un escalón de un elemento de acción proporcional.	118
Figura 103 Circuito proporcional.	118
Figura 104 Simulación proporcional. (Señal azul señal proporcional, señal verde referencia 0V).	119

Figura 105 Captura real señal proporcional.....	119
Figura 106 Respuesta a un escalón correspondiente a un elemento de acción integral.....	120
Figura 107 Circuito integral.....	121
Figura 108 Simulación integral. (Señal azul señal integral, señal verde referencia 0V).	122
Figura 109 Captura real señal integral.....	122
Figura 110 Respuesta a un escalón correspondiente a un elemento de acción derivada con componente de retardo que ha alcanzado la saturación.....	123
Figura 111 Circuito derivativo.	124
Figura 112 Simulación derivativa. (Señal azul señal derivativa, señal verde referencia 0V).	124
Figura 113 Captura real señal derivativa.	125
Figura 114 Circuito sumador PID.....	125
Figura 115 Simulación señal PID.....	126
Figura 116 Captura señal PID con parámetros de prueba.....	126
Figura 117 Captura señal PID con parámetros hallados.	127
Figura 118 Diagrama de bloques del control de velocidad con realimentación. ...	129
Figura 119 Modelo de bloques del sistema de control.....	129
Figura 120 Esquema representativo del amplificador y la señal de error.	131
Figura 121 Simulación diagrama de bloques (modelo con realimentación) en matlab.....	132
Figura 122 Respuesta sin carga, con realimentación por taco generador y con un valor de referencia de velocidad: señal de referencia para la velocidad nominal.	133
Figura 123 Respuesta del sistema con control al 100% de la carga.....	133
Figura 124 Simulación diagrama de bloques con control PI matlab.	134
Figura 125 Respuesta del sistema con control PI.....	134
Figura 126 Simulación diagrama de bloques control PID.	135
Figura 127 Respuesta del sistema control PID.....	135
Figura 128 Circuito de potencia simulación en proteus.	136
Figura 129 Captura real circuito de potencia.	137
Figura 130 Señal alterna arrojada por el taco generador.....	137
Figura 131 circuito adecuador de señal tacogenerador.....	138
Figura 132 Captura real circuito adecuador.....	138
Figura 133 Señal DC adecuada.....	139
Figura 134 Carga que se acopla en el eje del motor.	140
Figura 135 Diseño circuito impreso proporcional.....	141
Figura 136 Diseño impreso integral.	141
Figura 137 Diseño impreso derivativo.....	142
Figura 138 Diseño impreso de sumador pid.	142
Figura 139 Diseño impreso generador rampa.....	143
Figura 140 Diseño impreso set point.	143
Figura 141 Diseño impreso circuito restador.	144
Figura 142 Diseño impreso circuito sumador.....	144
Figura 143 Diseño impreso circuito de disparo.....	145

LISTA DE TABLAS

Pág.

Tabla 1 Datos obtenidos mediante la prueba de inductancia.	68
Tabla 2 Datos obtenidos mediante la prueba de constante electromotriz.....	68
Tabla 3 Datos obtenidos mediante la prueba de constante de inercia.....	70
Tabla 4 Parámetros del motor obtenidos.	70
Tabla 5 Regla de sintonización de Ziegler – Nichols basada en la respuesta escalón de la planta.	112
Tabla 6 Datos obtenidos mediante pruebas pid.....	139

1. MARCO REFERENCIAL

1.1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad la mayoría de motores de la industria son manejados de forma directa desde las líneas de distribución eléctrica ya sean motores DC o AC. Debido a esto el comportamiento del motor depende de la naturaleza de la carga acoplada al eje de la máquina. Para el caso de una carga liviana el motor desarrolla una velocidad relativamente alta y un par de giro bajo pues es el requerimiento de la carga. Por el contrario, si se dispone de una carga pesada o difícil de mover, el motor se moverá a una velocidad menor y entregara más par pues una mayor carga lo exige.

Como se puede observar al conectar directamente el motor a la red eléctrica AC o DC se define su comportamiento y este se mantendrá inalterable para determinado voltaje fijo en la línea de suministro eléctrico. No obstante en gran parte del sector industrial, existen procesos en los cuales se requiere del manejo de las características de operación de dichas máquinas, por lo cual se emplean dispositivos de control de parámetros tales como los variadores de velocidad y frecuencia. En el caso de los motores AC dichos dispositivos son de uso común y poseen un costo relativamente bajo, sin embargo, cuando se trabaja con motores DC los variadores de velocidad poseen un costo excesivamente elevado lo cual los hace poco accesibles a muchas industrias que requieren de su uso.

El proyecto pretende brindar una solución a ese difícil acceso que por condiciones económicas se tiene de dichas tecnologías de automatización, desarrollando un propio sistema de control de velocidad para cualquier motor DC que lo requiera, económicamente viable y aplicable a cualquier tipo de máquina, de fácil uso e implementación en todo tipo de proceso industrial.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un control PID para controlar la velocidad de un motor DC.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Identificar los parámetros del motor DC utilizando técnicas de identificación de sistemas dinámicos.
- Modelar e implementar ecuaciones del sistema.
- Diseñar y simular control en matlab.
- Diseñar e implementar controlador PID.
- Diseñar y armar circuitos de control.

1.3 ANTECEDENTES

Diseño de un controlador PID análogo para la velocidad de un motor DC mediante Matlab y pspice

El motor se divide en dos partes principales la parte eléctrica de la armadura y la parte mecánica. La armadura se modela como un circuito con resistencia R conectada en serie a un conductor L , una fuente de voltaje V y constante K_b de fuerza contra electromotriz ($K=K_i=K_b$) en la armadura, donde K_i es la constante del par. La parte mecánica del motor es el rotor el cual al estar en movimiento presenta momento de inercia J , un par torque T , un coeficiente de fricción viscosa b , una posición θ y una velocidad angular $b\theta = \omega$.

El controlador PID se encarga de corregir el error que recibe de la diferencia de la señal de entrada y la señal de salida del tacómetro con ganancia 0,0023, el error corregido entra a una etapa de amplificación antes de entrar a la planta. Se desea que la respuesta transitoria del sistema responda con una elongación menor al 30% y frecuencia 50 [3].

Control de velocidad y dirección de un robot de carrera autónomo

En esta tesis se presenta el desarrollo de un motor de velocidad y dirección para un robot de carrera autónomo. Ambos controles utilizan el algoritmo de control PID. Este prototipo es capaz de seguir una trayectoria dibujada en una superficie.

El prototipo de carrera está compuesto por tres subsistemas, un conjunto de sensores, unidad de control y un sistema de actuadores, y es un pequeño móvil de cuatro ruedas, dos de ellas determinan la dirección que seguirá el móvil, están ubicadas en la parte frontal del carro. Las ruedas traseras impulsan el carro mediante un sistema de transición que conecta un motor de corriente directa independiente para cada rueda. Los motores son alimentados por un arreglo de transistores conocidos como puente H, que sirve como interfaz entre la unidad de control y los motores. Se ha seleccionado como unidad de control un micro controlador que procesara las señales generadas por un conjunto de sensores instalados en el vehículo para tomar decisiones de control aplicando el algoritmo de control PID [6].

Control PID de la velocidad de una banda transportadora para la clasificación de objetos

La finalidad de este proyecto de tesis es implementar un sistema de control PID para un motor de corriente directa con taco generador el cual se encarga de mover una banda transportadora que mantiene una velocidad constante dependiendo del valor deseado de objetos a transportar.

Esto se ejecuta por medio de la programación del controlador lógico programable S7-200 de Siemens. La lectura de la velocidad la proporciona un display electrónico, el cual nos muestra las revoluciones por minuto a las que gira el motor. Como el motor es de un voltaje de 0 a 24 volts y la salida del PLC solo nos entrega 10 volts, se agregó una etapa de potencia que da como resultado los 24 volts. También se le incluyó un convertidor de

frecuencia a voltaje ya que el motor entrega frecuencia y lo que se necesita para el proyecto es voltaje [8].

1.4 GLOSARIO

ACELERACION: Es una magnitud vectorial que nos indica el cambio de velocidad por unidad de tiempo. Su unidad en el sistema internacional es el $\frac{m}{s^2}$.

ACTUADOR: Es un dispositivo inherentemente mecánico cuya función es proporcionar fuerza para mover o “actuar” otro dispositivo mecánico. La fuerza que provoca el actuador proviene de tres fuentes posibles: Presión neumática, presión hidráulica, y fuerza motriz eléctrica (motor eléctrico o solenoide). Dependiendo del origen de la fuerza el actuador se denomina “neumático”, “hidráulico” o “eléctrico”.

AMPLIFICACION: Es la capacidad para aumentar de tamaño una señal eléctrica (en forma de voltaje o corriente) además de entregarla a otra instancia (denominada carga) con más energía de la que tenía originalmente.

AMPLIFICADOR OPERACIONAL: Un amplificador operacional (comúnmente abreviado A.O), es un circuito electrónico (normalmente se presenta como circuito integrado) que tiene dos entradas y una salida. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor (G) (ganancia). Originalmente los A.O. se empleaban para operaciones matemáticas (suma, resta, multiplicación, división, integración, derivación, etc.) en calculadoras analógicas. De ahí su nombre.

ATENUAR SEÑAL: La atenuación es la disminución de la amplitud de una señal sobre la extensión de un enlace. Los cables muy largos y las frecuencias de señal muy elevadas contribuyen a una mayor atenuación de la señal. La atenuación se expresa en decibelios (dB) usando números negativos.

AUTOMATA: Equipo electrónico programable en lenguaje no informático y diseñado para controlar, en tiempo real y en ambiente industrial, procesos secuenciales.

CONTROLADOR: Es un programa informático que permite al sistema operativo interactuar con un periférico, haciendo una abstracción del hardware y proporcionando una interfaz - posiblemente estandarizada- para usarlo. Se puede esquematizar como un manual de instrucciones que le indica cómo debe controlar y comunicarse con un dispositivo en particular.

CORRIENTE CONTINUA: Es el flujo continuo de electrones a través de un conductor entre dos puntos de distinto potencial. A diferencia de la corriente alterna, en la corriente continua las cargas eléctricas circulan siempre en la misma dirección. Aunque comúnmente se identifica la corriente continua con la corriente constante, es continua toda corriente que mantenga siempre la misma polaridad. También se dice corriente continua cuando los electrones se mueven siempre en el mismo sentido, el flujo se denomina corriente continua y va del polo positivo al negativo.

ENCODER: Un encoder es un codificador rotatorio, también llamado codificador del eje, suele ser un dispositivo electromecánico usado para convertir la posición angular de un eje a un código digital, lo que lo convierte en una clase de transductor.

MOTOR ELÉCTRICO: Un motor eléctrico es un dispositivo rotativo que transforma energía eléctrica en energía mecánica. En diversas circunstancias presenta muchas ventajas respecto a los motores de combustión. A igual tamaño y peso son más reducidos. Se pueden construir de cualquier tamaño. Tiene un par de giro elevado y, según el tipo de motor, prácticamente constante. Su rendimiento es muy elevado (típicamente en torno al 80%, aumentando el mismo a medida que se incrementa la potencia de la máquina). La gran mayoría de los motores eléctricos son máquinas reversibles pudiendo operar como generadores, convirtiendo energía mecánica en eléctrica.

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.

PWM: La modulación por ancho de pulsos (también conocida como PWM, siglas en inglés de pulse-width modulation) de una señal o fuente de energía es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica, ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

SENSOR: Es un dispositivo capaz de detectar magnitudes físicas o químicas, llamadas variables de instrumentación, y transformarlas en variables eléctricas.

SEÑAL ANALÓGICA: Una señal analógica es un voltaje o corriente que varía suave y continuamente. Una onda senoidal es una señal analógica de una sola frecuencia. Los voltajes de la voz y del video son señales analógicas que varían de acuerdo con el sonido o variaciones de la luz que corresponden a la información que se transmite.

SEÑAL ELÉCTRICA: Es un tipo de señal generada por algún fenómeno electromagnético. Estas señales pueden ser analógicas, si varían de forma continua en el tiempo, o digitales si varían de forma discreta (con valores dados como 0 y 1).

SISTEMA ANALÓGICO: Un sistema es analógico cuando las magnitudes de la señal se representan mediante variables continuas.

VARIADOR DE VELOCIDAD: El Variador de Velocidad es en un sentido amplio un dispositivo o conjunto de dispositivos mecánicos, hidráulicos, eléctricos o electrónicos empleados para controlar la velocidad giratoria de maquinaria, especialmente de motores. También es conocido como Accionamiento de Velocidad Variable.

VELOCIDAD: Es una magnitud física de carácter vectorial que expresa el desplazamiento de un objeto por unidad de tiempo. Se representa por \vec{v} o. Su unidad en el Sistema Internacional es el m/s.

2. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1 IDENTIFICACION DE SISTEMAS DINAMICOS

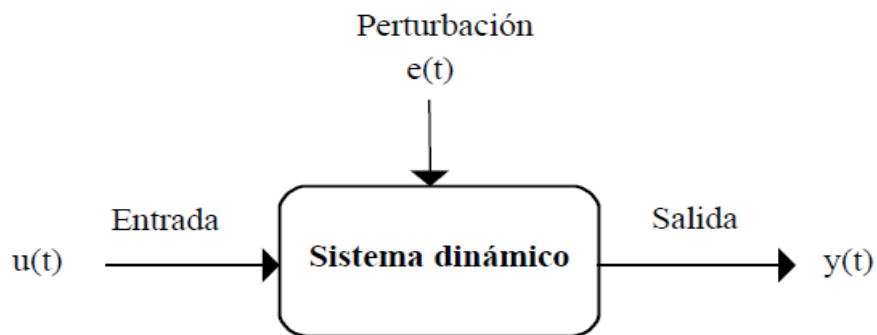
2.1.1 INTRODUCCION

El diseño de un controlador continuo o discreto, ya sea mediante técnicas clásicas o en variables de estado, requiere de un modelo de la planta a controlar que caracterice su comportamiento dinámico. Este modelo permite al diseñador realizar y validar mediante simulación el ajuste de los parámetros del controlador que permiten obtener una respuesta que satisfaga las especificaciones de diseño. En este tema se estudian diferentes alternativas para obtener el modelo de un sistema como paso previo al diseño de un controlador.

2.1.2 CONCEPTO DE SISTEMA

Un *sistema* es toda realidad en la que interactúan variables de diferentes tipos para producir señales observables. Las señales observables que son de interés para el observador se denominan *salidas* del sistema, mientras que las señales que pueden ser manipuladas libremente por dicho observador son las *entradas* del mismo. El resto de señales que influyen en la evolución de las salidas pero no pueden ser manipuladas por el observador se denominan *perturbaciones* [9].

Figura 1 Sistema dinámico con entrada $u(t)$, perturbación $e(t)$ y salida $y(t)$.



2.1.3 MODELO DE UN SISTEMA

Cuando se hace necesario conocer el comportamiento de un sistema en unas determinadas condiciones y ante unas determinadas entradas, se puede recurrir a la experimentación sobre dicho sistema y a la observación de sus salidas. Sin embargo, en muchos casos la experimentación puede resultar compleja o incluso imposible de llevar a cabo, lo que hace necesario trabajar con algún tipo de representación que se aproxime a la realidad, y a la que se conoce como *modelo*.

Básicamente, un modelo es una herramienta que permite predecir el comportamiento de un sistema sin necesidad de experimentar sobre él.

2.1.4 Tipos de modelos

Los modelos de sistemas físicos pueden ser de muy diversos tipos. Una clasificación, en función del grado de formalismo matemático que poseen, es la siguiente:

Modelos mentales, intuitivos o verbales: Estos modelos carecen de formalismo matemático. Para conducir un coche, por ejemplo, se requiere un modelo mental o intuitivo sobre el efecto que produce el movimiento del volante, pero no es necesario caracterizar dicho efecto mediante ecuaciones matemáticas exactas [9].

Modelos no paramétricos: Muchos sistemas quedan perfectamente caracterizados mediante un gráfico o tabla que describa sus propiedades dinámicas mediante un número no finito de parámetros. Por ejemplo, un sistema lineal queda definido mediante su respuesta al impulso o al escalón, o bien mediante su respuesta en frecuencia [9].

Modelos paramétricos o matemático: Para aplicaciones más avanzadas, puede ser necesario utilizar modelos que describan las relaciones entre las variables del sistema mediante expresiones matemáticas como pueden ser ecuaciones diferenciales (para sistemas continuos) o en diferencias (para sistemas discretos). En función del tipo de sistema y de la representación matemática utilizada, los sistemas pueden clasificarse en [9]:

Determinísticos o estocásticos: Se dice que un modelo es determinístico cuando expresa la relación entre entradas y salidas mediante una ecuación exacta. Por contra, un modelo es estocástico si posee un cierto grado de incertidumbre. Estos últimos se definen mediante conceptos probabilísticos o estadísticos [9].

Dinámicos o estáticos: Un sistema es estático cuando la salida depende únicamente de la entrada en ese mismo instante (un resistor, por ejemplo, es un sistema estático). En estos sistemas existe una relación directa entre entrada y salida, independiente del tiempo. Un sistema dinámico es aquél en el que las salidas evolucionan con el tiempo tras la aplicación de una determinada entrada (por ejemplo, una red RC). En estos últimos, para conocer el valor actual de la salida es necesario conocer el tiempo transcurrido desde la aplicación de la entrada [9].

Continuos o discretos: Los sistemas continuos trabajan con señales continuas, y se caracterizan mediante ecuaciones diferenciales. Los sistemas discretos trabajan con señales muestreadas, y quedan descritos mediante ecuaciones en diferencias.

Todo modelo matemático o paramétrico, por tanto, consta de una o varias ecuaciones que relaciona/n la/s entrada/s y salida/s (en los modelos dinámicos la variable t -tiempo- juega también un papel primordial).

2.1.5 Métodos de obtención de modelos

Existen dos métodos principales para obtener el modelo de un sistema:

1. Modelado teórico: Se trata de un método analítico, en el que se recurre a leyes básicas de la física para describir el comportamiento dinámico de un fenómeno o proceso.

2. Identificación del sistema: Se trata de un método experimental que permite obtener el modelo de un sistema a partir de datos reales recogidos de la planta bajo estudio.

El modelado teórico tiene un campo de aplicación restringido a procesos muy sencillos de modelar, o a aplicaciones en que no se requiera gran exactitud en el modelo obtenido. En muchos casos, además, la estructura del modelo obtenido a partir del conocimiento físico de la planta posee un conjunto de parámetros desconocidos y que sólo se pueden determinar experimentando sobre el sistema real. De ahí la necesidad de recurrir a los métodos de *identificación de sistemas* [9].

Los modelos obtenidos mediante técnicas de identificación tienen, sin embargo, las siguientes desventajas:

1. Su rango de validez suele ser limitado (sólo son aplicables a un determinado punto de trabajo, un determinado tipo de entrada o un proceso concreto).

2. En muchos casos es difícil dar significado físico al modelo obtenido, puesto que los parámetros identificados no tienen relación directa con ninguna magnitud física. Estos parámetros se utilizan sólo para dar una descripción aceptable del comportamiento conjunto del sistema.

En la práctica, lo ideal es recurrir a una mezcla de ambos métodos de modelado para obtener el modelo final. El uso de datos reales para identificar los parámetros del modelo provee a éste de una gran exactitud, pero el proceso de identificación se ve tanto más facilitado cuanto mayor sea el conocimiento sobre las leyes físicas que rigen el proceso.

2.1.6 Identificación de sistemas

Se entiende por identificación de sistemas a la obtención de forma experimental de un modelo que reproduzca con suficiente exactitud, para los fines deseados, las características dinámicas del proceso objeto de estudio.

2.1.7 El proceso de identificación

En términos generales, el proceso de identificación comprende los siguientes pasos:

1. Obtención de datos de entrada – salida: Para ello se debe excitar el sistema mediante la aplicación de una señal de entrada y registrar la evolución de sus entradas y salidas durante un intervalo de tiempo.

2. Tratamiento previo de los datos registrados: Los datos registrados están generalmente acompañados de ruidos indeseados u otro tipo de imperfecciones que puede ser necesario corregir antes de iniciar la identificación del modelo. Se trata, por tanto, de ‘preparar’ los datos para facilitar y mejorar el proceso de identificación.

3. Elección de la estructura del modelo: Si el modelo que se desea obtener es un modelo paramétrico, el primer paso es determinar la estructura deseada para dicho modelo. Este punto se facilita en gran medida si se tiene un cierto conocimiento sobre las leyes físicas que rigen el proceso.

4. Obtención de los parámetros del modelo: A continuación se procede a la estimación de los parámetros de la estructura que mejor ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada-salida obtenidos experimentalmente.

5. Validación del modelo: El último paso consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión. Si se llega a la conclusión de que el modelo no es válido, se deben revisar los siguientes aspectos como posibles causas:

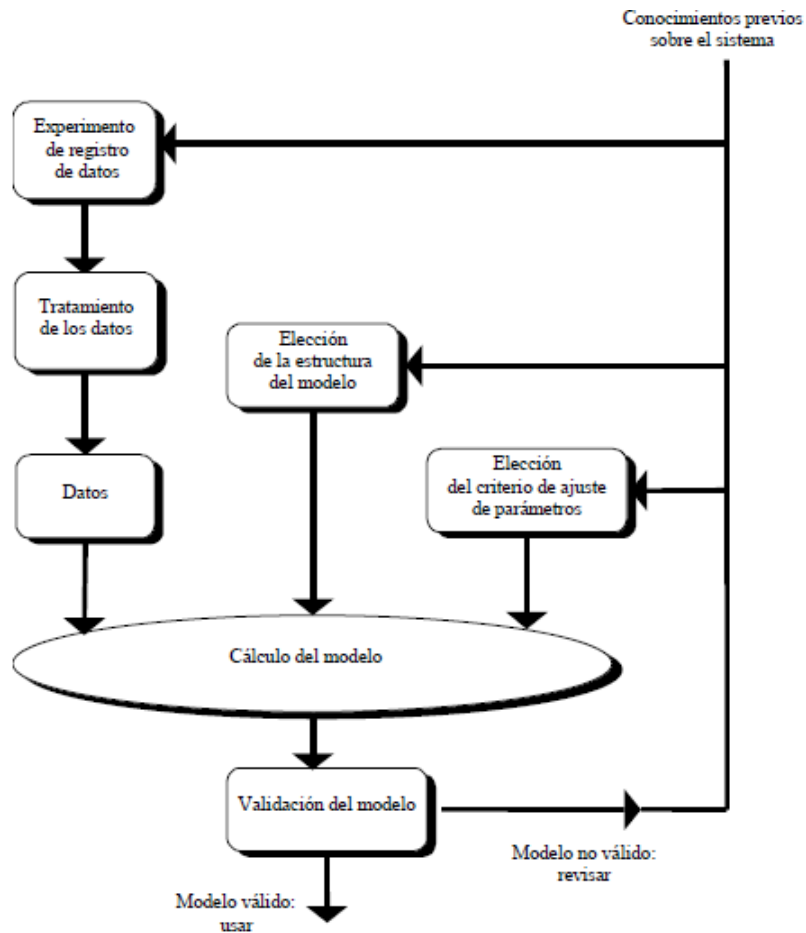
a) El conjunto de datos de entrada-salida no proporciona suficiente información sobre la dinámica del sistema.

b) La estructura escogida no es capaz de proporcionar una buena descripción del modelo.

c) El criterio de ajuste de parámetros seleccionado no es el más adecuado.

Dependiendo de la causa estimada, deberá repetirse el proceso de identificación desde el punto correspondiente. Por tanto, el proceso de identificación es un proceso iterativo, cuyos pasos pueden observarse en el organigrama de la figura 2.

Figura 2 El proceso de identificación.



2.1.7.1 Métodos de identificación

Existen diversos métodos de identificación, que pueden clasificarse según distintos criterios:

Dependiendo del tipo de modelo obtenido:

1. Métodos no paramétricos: que permiten obtener modelos no paramétricos del sistema bajo estudio. Algunos de estos métodos son: análisis de la respuesta transitoria, análisis de la respuesta en frecuencia, análisis de la correlación, análisis espectral, análisis de Fourier, etc. [9].

2. Métodos paramétricos: que permiten obtener modelos paramétricos. Estos métodos requieren la elección de una posible estructura del modelo, de un criterio de ajuste de parámetros, y por último de la estimación de los parámetros que mejor ajustan el modelo a los datos experimentales [9].

Dependiendo de la aplicación:

1. Métodos de identificación off-line (a posteriori): utilizados en aquellas aplicaciones en que no se requiera un ajuste continuado del modelo. En estos casos, se realiza la identificación previa de la planta, considerándose que la validez de los parámetros obtenidos no se verá alterada con el paso del tiempo [9].

2. Métodos de identificación on-line (identificación recursiva): en los que los parámetros se van actualizando continuamente a partir de los nuevos datos de entrada-salida obtenidos durante la evolución del proceso. Estos métodos son muy utilizados en sistemas de control adaptativo [9].

Dependiendo del criterio de ajuste de los parámetros. Existen diversos métodos matemáticos para ajustar los parámetros de una estructura a un conjunto de datos de entrada-salida. Algunos de los más utilizados en el campo de la identificación son el método de mínimos cuadrados y el método de las variables instrumentales.

2.2 MOTORES DC

2.2.1 INTRODUCCIÓN

La historia del desarrollo de la construcción de las máquinas eléctricas, empezó en 1831 con el descubrimiento de la ley de Faraday hasta mediados de la octava década del siglo pasado. En el curso de este tiempo las máquinas de corriente continua pasaron cuatro periodos a saber:

1. *Máquinas de tipo magnetoeléctricos de imán permanente.*
2. *Máquinas de tipo electromagnético con excitación independiente.*
3. *Máquinas del tipo electromagnético con autoexcitación y tipo elemental del inducido.*
4. *Máquinas de tipo polos múltiples con inducido perfeccionado.*

Los motores de corriente continua son máquinas que convierten la energía eléctrica en energía mecánica, provocando un movimiento rotatorio. Hubo varias razones para la popularidad prolongada de los motores dc. Una fue que los sistemas de potencia dc son comunes aun en automóviles, camiones y aviones. Cuando un vehículo tiene un sistema de potencia dc, tiene sentido el uso de motores dc. Los motores dc también se aplicaban cuando se requerían amplias variaciones de velocidad. Antes de la amplia difusión del uso de inversores rectificadores de potencia electrónicos, los motores dc no fueron igualados en aplicaciones de control de velocidad. Aunque no se tuviera fuente de potencia dc, los rectificadores de estado sólido y los circuitos recortadores se utilizaron para crear la potencia necesaria; los motores dc se utilizaron para proveer el control de velocidad

deseado (hoy en día se prefieren los motores de inducción con grupos de controladores de estado sólido para la mayoría de las aplicaciones de control de velocidad. Sin embargo, hay todavía aplicaciones donde se prefieren los motores dc).

El perfeccionamiento de las máquinas de corriente continua está directamente enlazado con la elaboración de los problemas de la teoría de las máquinas eléctricas: teoría de los devanados y conexiones compensadoras.

2.2.2 TIPOS DE MOTORES DC

Los motores dc son accionados por una fuente de potencia dc. A menos que se especifique otra cosa, se supone que el voltaje de entrada es constante, puesto que esta suposición simplifica el análisis de los motores y la comparación entre los diferentes tipos de ellos.

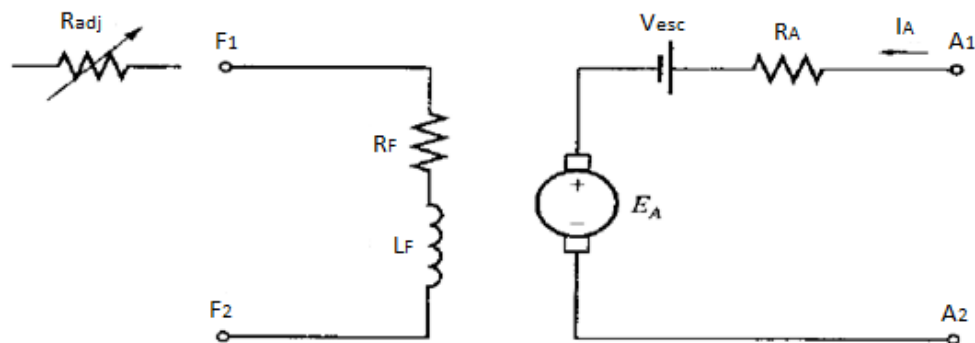
Existen cinco tipos de motores dc de uso general:

1. *Motor de corriente directa de excitación independiente.*
2. *Motor de corriente directa en derivación.*
3. *Motor de corriente directa de imán permanente.*
4. *Motor de corriente directa en serie.*
5. *Motor de corriente directa compuesta.*

En este proyecto solo se usara el motor de corriente directa de excitación independiente para el control de velocidad.

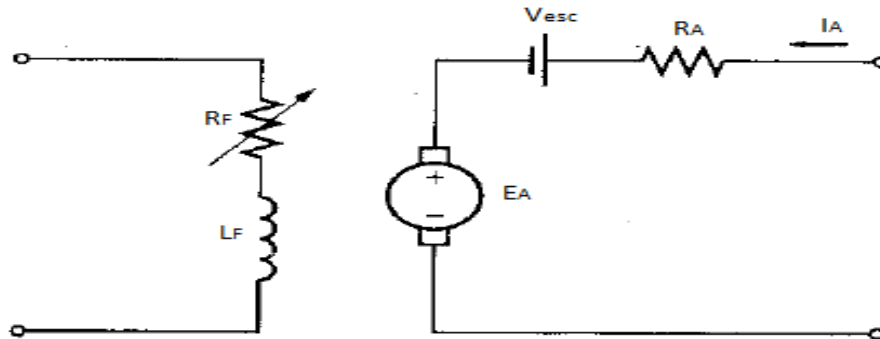
2.2.3 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DC

Figura 3 Circuito equivalente de un motor dc.



Tomado de (S.J. Chapman, máquinas eléctricas, pág. 549)

Figura 4 Circuito equivalente simplificado en que elimina la caída de voltaje en las escobillas y se combina R_{adj} con la resistencia de campo.



Tomado de (S.J. Chapman, maquinas eléctricas, pág. 549)

En la figura se muestra, el circuito del inducido está representado por una fuente ideal de voltaje E_A y una resistencia R_A . Esta representación es el equivalente de thevenin de la estructura total del rotor, incluidas las bobinas del rotor, los interpolos y los devanados de compensación, si los hay. La caída de voltaje de las escobillas está representada por una pequeña batería V_{esc} opuesta en dirección al flujo de corriente de la máquina. Las bobinas de campo que produce el flujo magnético en el generador están representadas por la inductancia L_F y la resistencia R_F . La resistencia separada R_{adj} representa una resistencia exterior variable, utilizada para controlar la cantidad de corriente en el circuito de campo.

Existen algunas variables y simplificaciones de este circuito equivalente básico. Con frecuencia, el voltaje de caída en las escobillas es solo una pequeña fracción de voltaje generado en la máquina. En casos en los cuales no es demasiado crítico, el voltaje de caída en las escobillas puede despreciarse o incluirse aproximadamente en el valor de R_A . A veces, la resistencia interna de las bobinas de campo también se agrupa con la resistencia variable y a este total se le llama R_F .

El voltaje generado por esta máquina está dado por la ecuación:

$$E_A = k\Phi\omega \quad (1)$$

Y el par inducido desarrollado por la máquina está dado por:

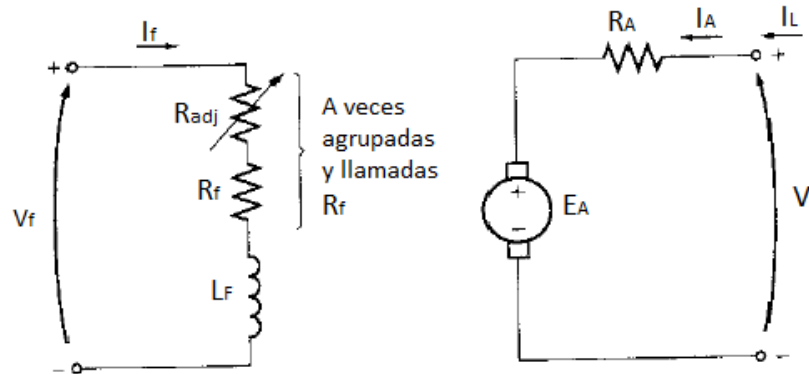
$$\tau_{ind} = k\Phi I_A \quad (2)$$

Estas dos ecuaciones, la correspondiente a la ley de voltaje de Kirchhoff del circuito del inducido y la curva de magnetización de la máquina. Son las herramientas necesarias para el comportamiento y funcionamiento de un motor dc.

2.2.4 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA DE EXCITACIÓN INDEPENDIENTE

Son aquellos motores que obtienen la alimentación del rotor y del estator de dos fuentes de tensión independientes. Con ello, el campo del estator es constante al no depender de la carga del motor, y el par de fuerza prácticamente constante. La variación de velocidad al aumentar la carga se deberá solo a la disminución de la fuerza electromotriz por aumentar la caída de tensión en el rotor [10].

Figura 5 Circuito equivalente de un motor de excitación independiente.



Tomado de (S.J. Chapman, maquinas eléctricas, pág. 551).

$$I_F = \frac{V_f}{R_F} \quad (3)$$

$$V_T = E_A + I_A R_A \quad (4)$$

$$I_L = I_A \quad (5)$$

2.2.5 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA EN DERIVACIÓN

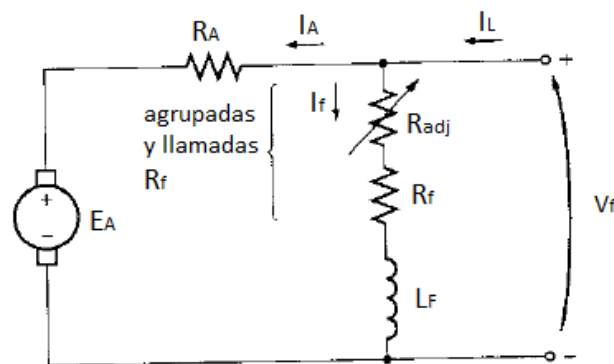
Los devanados de campo y armadura están conectados en paralelo y alimentados por una fuente común. También se denominan máquinas shunt, y en ellas un aumento de la tensión en el inducido hace aumentar la velocidad de la máquina.

En este motor cuando se le aplica una carga de manera repentina al eje, la pequeña corriente sin carga que circula por la maquina no es suficiente para producir un par suficiente para soportar la carga y como consecuencia el motor tiende a desacelerar. Lo cual provoca que la tensión disminuya dando como resultado una corriente mayor y

también un par más alto. Cuando el par o momento de torsión es igual al par demandado por la carga, la velocidad permanece constante [10].

Por consiguiente cuando la carga mecánica se incrementa, la corriente en el inducido se incrementa y la velocidad disminuye. Si se supone que la tensión del motor es constante, no hay casi diferencia del comportamiento entre el motor de excitación independiente y el motor shunt, a menos que se especifique lo contrario, siempre que se describe el comportamiento de un motor en derivación, también incluye el motor de excitación independiente [11].

Figura 6 Circuito equivalente de un motor dc en derivación.



Tomado de (S.J. Chapman, maquinas eléctricas, pág. 551).

$$I_F = \frac{V_T}{R_F} \quad (6)$$

$$V_T = E_A + I_A R_A \quad (7)$$

$$I_L = I_A + I_F \quad (8)$$

2.2.6 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA DE IMÁN PERMANENTE

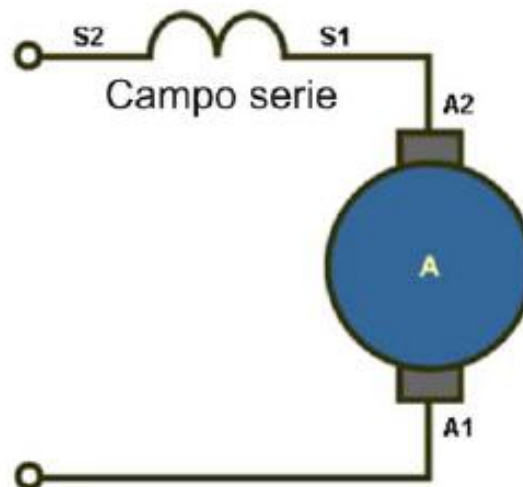
Un motor dc de imán permanente es un motor dc cuyos polos están hechos de imanes permanentes. En algunas aplicaciones, los motores dc de imán permanente ofrecen muchos más beneficios que los motores dc en derivación. Puesto que estos motores no requieren circuito de campo externo, no tiene las pérdidas en el cobre del circuito de campo asociadas con los motores dc en derivación. Debido a que no requiere devanado de campo, estos motores pueden ser más pequeños que los correspondientes motores en derivación [11].

Un motor dc de imán permanente es básicamente la misma máquina que un motor dc en derivación, excepto que el flujo de un motor de imán permanente es fijo. Por tanto, no es posible controlar la velocidad de un motor de imán permanente variando la corriente o el flujo de campo. Los únicos métodos de control de velocidad disponibles para un motor de imán permanente son los de control de voltaje del inducido y control de la resistencia del inducido.

2.2.7 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA EN SERIE

Los devanados de campo y estator están conectados en serie y alimentados por una misma fuente de tensión. En este tipo de motores existe la independencia entre el par y la velocidad; son motores en los que, al aumentar la corriente de excitación, se hace disminuir la velocidad, con un aumento del par [11].

Figura 7 Motor de corriente directa en serie.



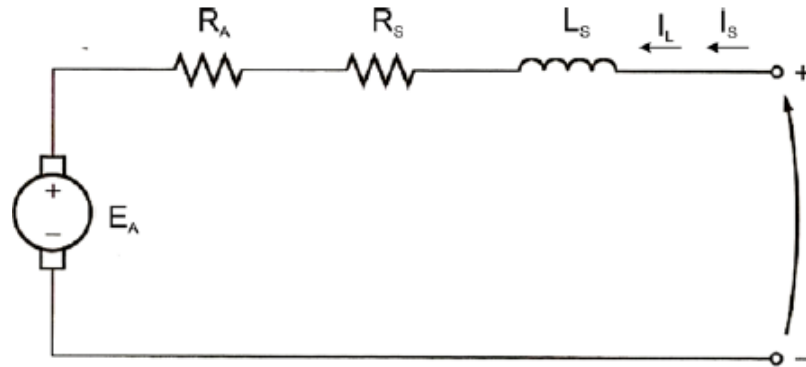
Tomado de (Siemens, components in DC motor/ Electrical Training Courses: Power distribution, motor & control, Adaptado por el autor).

Los motores serie tiene como característica principal que desarrollan un gran par de arranque, sin embargo su velocidad varía considerablemente cuando se operan a plena carga y en vacío, llegando incluso a desbocarse si se trabaja sin carga, provocando con ello la destrucción del mismo, de ahí que se sugiere operarlo con carga conectada aunque esta sea ligera. Por lo tanto este tipo de motor no se recomienda utilizar cuando se desea tener una velocidad constante ante una variación en la carga.

En la siguiente figura se muestra el circuito equivalente para este tipo de motor serie, en la cual se aprecia que si se aplica la ley de voltajes de Kirchhoff, se obtiene:

$$V_t = E_A + I_A(R_A + R_S) \quad (9)$$

Figura 8 Circuito equivalente de un motor dc con excitación serie.



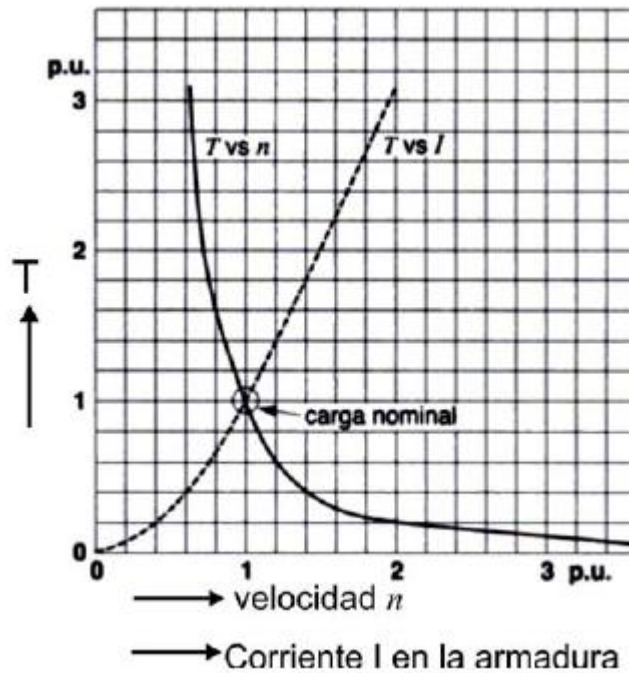
Tomado de (S.J. Chapman, maquinas eléctricas, pág. 563).

$$I_A = I_L = I_S \quad (10)$$

$$V_t = E_A + I_A(R_A + R_S) \quad (11)$$

En la siguiente figura se presentan las características típicas del par- velocidad y par corriente en un motor serie.

Figura 9 Curva característica del par-velocidad y par corriente de un motor serie.



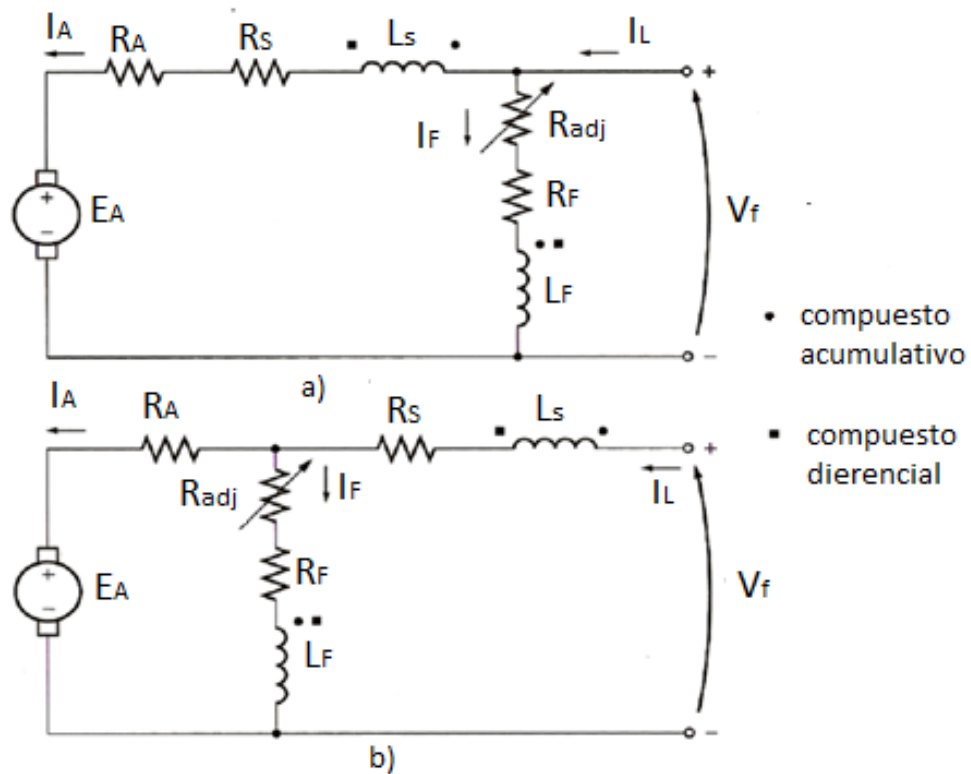
Tomado de (T. Wildi. Maquinas eléctricas y sistemas de potencia, pág. 105).

2.2.8 MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA COMPUESTA

Este motor tiene conectada la bobina de campo serie y el devanado de campo shunt con excitación independiente. El devanado serie permite al motor un buen par de arranque mientras el devanado en derivación le permite una buena regulación de velocidad.

El devanado de campo serie se puede conectar de forma tal que el flujo producido apoye al flujo producido por la bobina de campo shunt constituyendo lo que se conoce como motor compuesto acumulativo. Cuando el devanado de campo serie produce un flujo que se opone al flujo de la bobina campo shunt, el motor se conoce como motor compuesto diferencial. También es conveniente que este tipo de motor se puede conectar en derivación corta o derivación larga, según donde se conecte la rama en derivación [11].

Figura 10 Circuito equivalente de los dos motores compuestos. a) con conexión de derivación larga. b) con conexión de derivación corta.



Tomado de (S. J. Chapman, maquinas eléctrica, pág. 569).

2.2.9 PARTES DEL MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA

El motor de corriente directa está compuesto por dos piezas fundamentales: Rotor y Estator. En estas piezas se distribuyen en otras partes de la siguiente forma:

2.2.9.1 ROTOR

Constituye la parte móvil del motor, proporciona el torque para mover a la carga. Está formado por:

Eje: Formado por barras de acero fresada. Imparte la rotación del núcleo, devanado y al colector.

Núcleo: Se localiza sobre el eje. Fabricado con capas laminadas de acero, su función es proporcionar un trayecto magnético entre los polos para que el flujo magnético del devanado circule. Las laminaciones tienen por objeto reducir las corrientes parásitas en el núcleo. El acero en el núcleo debe ser capaz de mantener bajas las pérdidas por histéresis. Este núcleo laminado contiene ranuras a lo largo de su superficie para albergar al devanado de la armadura (bobina) [7].

Devanado: Consta de bobinas aisladas entre sí y entre el núcleo de la armadura. Estas bobinas están alojadas entre las ranuras, y están conectadas eléctricamente con el colector, el cual debido a su movimiento rotatorio, proporciona un camino de conducción conmutado.

Colector: Denominado también conmutador, está constituido de láminas de material conductor (delgas), separadas entre sí y del centro del eje por un material aislante, para evitar cortocircuito con dichos elementos. El colector se encuentra sobre uno de los extremos del eje del rotor, de modo que gira con este y en contacto con las escobillas. La función del colector es recoger la tensión producida por el devanado del inducido, transmitiéndola al circuito por medio de las escobillas (llamadas también cepillos) [7].

Figura 11 Partes del rotor, motor dc



Tomado de: <http://dc-acmotores.blogspot.com/>

2.2.9.2 ESTATOR

Constituye la parte fija de la máquina. Su función es suministrar el flujo magnético que será usado por el bobinado del rotor para realizar su movimiento giratorio. Está formado por:

Armazón: Denominado también yugo, tiene dos funciones primordiales: servir como soporte y proporcionar una trayectoria de retorno al flujo magnético del rotor y del imán permanente, para completar el circuito magnético.

Imán permanente: Compuesto de material ferromagnético altamente remanente, se encuentra fijado al armazón o carcasa del estator. Su función es proporcionar un campo magnético uniforme al devanado del rotor o armadura, de modo que interactúe con el campo formado por el bobinado, y se origine el movimiento del rotor como resultado de la interacción de estos campos [7].

Escobillas: Las escobillas están fabricadas de carbón, y poseen una dureza menor que la del colector, para evitar que esta se desgaste rápidamente. Se encuentran albergadas por las porta escobillas. Ambos, escobillas y porta escobillas, se encuentran en una de las tapas del estator. La función de las escobillas es transmitir la tensión y corriente de la fuente de alimentación hacia el colector y por consiguiente, al bobinado del rotor. La función del porta escobillas es mantener las escobillas en su posición de contacto firme con los segmentos del colector. Esta función la realiza por medio de resortes, los cuales hacen una presión moderada sobre las escobillas contra el colector. Esta presión debe mantenerse en un nivel intermedio pues, de ser excesiva, la fricción desgastaría tanto a las escobillas como al colector; por otro lado, de ser mínima esta presión, se producirá un contacto, y aparecerán chispas entre las escobillas y el colector [7].

Figura 12 Partes del estator, motor dc



Fuente: <http://dc-acmotores.blogspot.com/>

2.2.10 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DC

2.2.10.1 LEY DE LORENTZ

Según la ley de Lorentz, cuando un conductor por el que pasa una corriente eléctrica se sumerge en un campo magnético, el conductor sufre una fuerza perpendicular al plano formado por el campo magnético y la corriente, siguiendo la regla de la mano derecha, con módulo [7]:

$$F = (B)(l)(I) \quad (12)$$

Dónde:

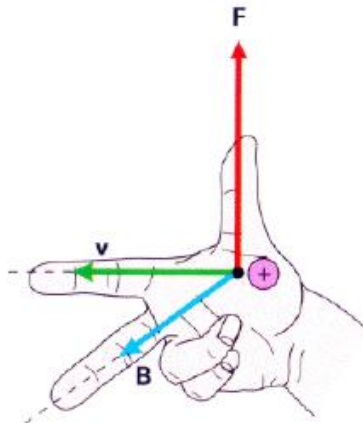
F: Fuerza en Newton

I: Intensidad que recorre el conductor en amperios

L: Longitud del conductor en metros

B: densidad de campo magnético o densidad de flujo tesla

Figura 13 Regla de la mano derecha



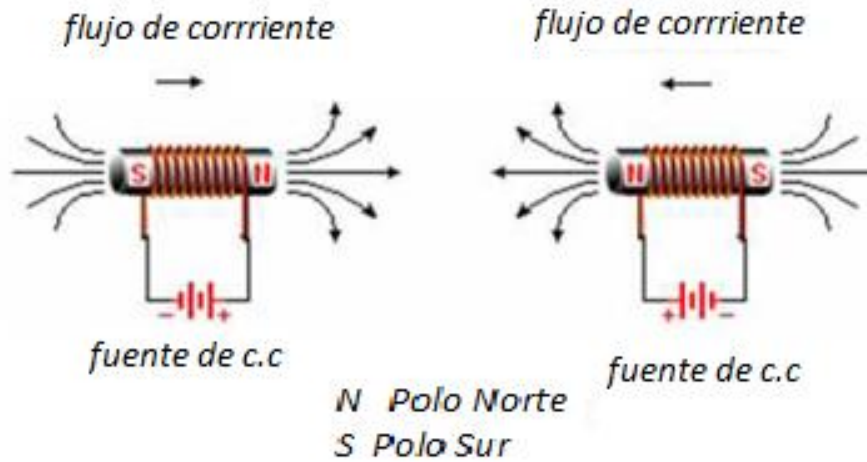
Tomado de: <http://cluster-divulgacioncientifica.blogspot.com/2010/03/la-regla-de-la-mano-derecha.html>

2.2.11 INTERACCIÓN DEL CAMPO MAGNÉTICO

El funcionamiento de un motor de corriente directa, se basa en la interacción entre el campo magnético del imán permanente y el generador de las bobinas, ya sea una atracción o una repulsión hacen que el eje del motor comience su movimiento [11].

Cuando una bobina es recorrida por la corriente eléctrica, esta genera un campo magnético que tiene una orientación, es decir dos polos, un NORTE y un SUR. Si el núcleo de la bobina es de un ferromagnético los polos en este material se verían así:

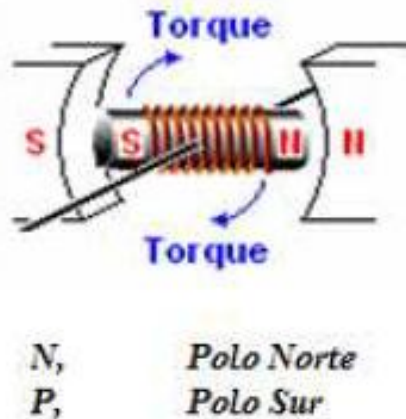
Figura 14 Flujo de corriente continua en una bobina



Tomado de <http://phelectricidad.blogspot.com/2010/07/inversor-de-giro.html>

Los polos pueden ser invertidos fácilmente con solo cambiar la polaridad de la bobina, por otro lado al núcleo de las bobinas las convierte en un electroimán, polos opuestos se atraen y cargas del mismo signo o polos del mismo signo se repelen, esto hace que el eje del motor gire produciendo un determinado torque [11].

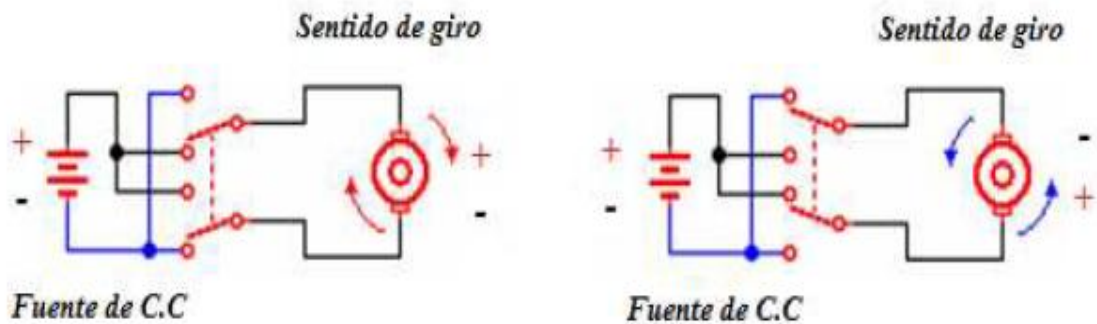
Figura 15 Atracción - repulsión de polos, torque del motor



Tomado de <http://phelectricidad.blogspot.com/2010/07/inversor-de-giro.html>

Los motores de corriente directa, disponen de dos bornes que se conectan a la fuente de alimentación y según la forma de conexión el motor gira en un sentido u otro.

Figura 16 Sentido de giro de un motor de corriente directa



Tomado de <http://phelectricidad.blogspot.com/2010/07/inversor-de-giro.html>

2.2.12 VENTAJAS Y APLICACIONES DE LOS MOTORES DC

2.2.12.1 VENTAJAS

Aunque el precio de un motor de corriente continua es considerablemente mayor que el de un motor de inducción de igual potencia, existe una tendencia creciente a emplear motores de corriente continua en aplicaciones especiales.

La gran variedad de la velocidad, junto con su fácil control y la gran flexibilidad de las características par-velocidad del motor de corriente continua, han hecho que en los últimos años se emplee este cada vez más con máquinas de velocidad variable en las que se necesite amplio margen de velocidad y control fino de las mismas.

Existe un creciente número de procesos industriales que requieren una exactitud en su control o una gama de velocidades que no se puede conseguir con motores de corriente alterna. El motor de corriente continua mantiene un rendimiento alto en un amplio margen de velocidades, lo que junto con su alta capacidad de sobrecarga lo hace más apropiado que el de corriente alterna para muchas aplicaciones.

Los motores de corriente continua empleados en juguetes, suelen ser del tipo de imán permanente, proporcionan potencias desde algunos vatios a cientos de vatios. Los empleados en giradiscos, unidades lectoras de CD y muchos discos de almacenamiento magnético son motores en los que el rotor es de imán fijo y sin escobillas. En estos casos

el inductor, está formado por un juego de bobinas fijas, y un circuito electrónico que cambia el sentido de la corriente a cada una de las bobinas para adecuarse al giro del rotor. Este tipo de motores proporciona un buen par de arranque y un eficiente control de la velocidad.

Una última ventaja es la facilidad de inversión de marcha de los motores grandes con cargas de gran inercia, al mismo tiempo que devuelven energía a la línea actuando como generador, lo que ocasiona el frenado y la reducción de velocidad.

2.2.12.2 PRINCIPALES DE APLICACIONES DEL MOTOR DC

Los motores DC son máquinas con diversas aplicaciones principalmente en el sector industrial entre las cuales encontramos:

- *industria de papel.* Además de una multitud de máquinas que trabajan a velocidad constante y por lo tanto se equipan con motores de corriente continua, existen accionamientos que exigen par constante en un amplio margen de velocidades.
- *Trenes de laminación reversibles.* Los motores deben de soportar una alta carga normalmente se utilizan varios motores que se acoplan en grupos de dos o tres.
- *Trenes konti.* Son trenes de laminación en caliente con varios bastidores. En cada uno se va reduciendo más la sección y la velocidad es cada vez mayor.
- Otras aplicaciones son las maquinas herramientas, maquinas extractoras, elevadores, ferrocarriles.
- Los motores desmontables para papeleras, trefiladoras, control de tensión en máquinas bobinadoras, velocidad constante de corte en tornos grandes.
- El motor de corriente continua se en grúas que requieran precisión de movimiento con carga variable (cosa casi imposible de conseguir con motores de corriente alterna).

2.3 TIRISTORES

2.3.1 INTRODUCCION

Un tiristor es un dispositivo semiconductor de potencia. Se usan mucho en circuitos electrónicos de potencia. Se manejan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Los tiristores son interruptores o conmutadores ideales en muchas aplicaciones.

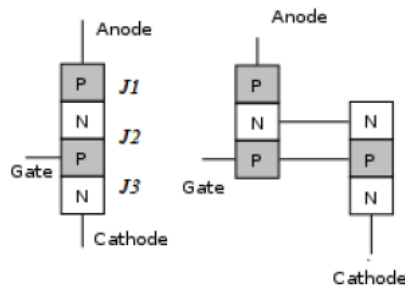
En comparación con los transistores, los tiristores tienen menores pérdidas por conducción en estado encendido y mayor manejo de potencia. Por otra parte, los transistores tienen en general mejor funcionamiento en conmutación, por su mayor velocidad y menores pérdidas de conmutación [10].

2.3.2 CARACTERÍSTICAS DEL TIRISTOR

El tiristor es un componente electrónico constituido por elementos semiconductores de tipo P y N que utiliza realimentación interna para producir una conmutación. Son dispositivos unidireccionales porque solamente transmiten la corriente en un único sentido. se emplea generalmente para el control de potencia eléctrica [10].

Los materiales semiconductores, pueden funcionar como aislantes o como conductores, dependiendo de la temperatura a la que se encuentren.

Figura 17 Representación de un tiristor, capas semiconductoras

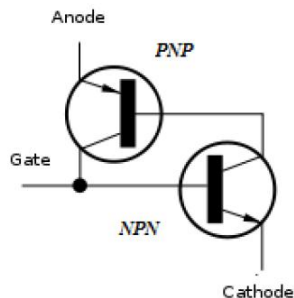


Tomado de www.serina.es.

El dispositivo consta de un ánodo y un cátodo, donde las uniones son de tipo PNPN entre los mismos. Por lo tanto, se puede modelar como dos transistores típicos PNP y NPN; por eso se dice también que el tiristor funciona con tensión realimentada.

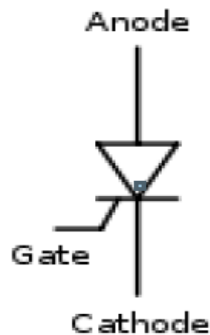
Se crean así 3 uniones (denominadas J1, J2, J3 respectivamente), el terminal de puerta está conectado a la unión J2 (unión NP).

Figura 18 Representación de un tiristor con transistores.



Tomado de http://www.learnabout-electronics.org/diodes_06.php

Figura 19 Símbolo de un tiristor.



Tomado de <http://es.wikipedia.org/wiki/Tiristor>

2.3.3 FUNCIONAMIENTO

El tiristor es un conmutador biestable, es decir es el equivalente electrónico de los interruptores mecánicos; por tanto, es capaz de dejar pasar plenamente o bloquear por completo el paso de corriente sin tener nivel intermedio alguno, aunque no son capaces de soportar grandes sobrecargas de corriente [10].

El diseño del tiristor permite que este pase rápidamente a encendido al recibir un pulso momentáneo de corriente en su terminal de control, denominada puerta(o en ingles gate) cuando hay una tensión positiva entre ánodo y cátodo, es decir la tensión en el ánodo es mayor que en el cátodo. Solo puede ser apagado con la interrupción de la fuente de voltaje, abriendo el circuito o bien, haciendo pasar una corriente en sentido inverso por el dispositivo. Si se polariza inversamente en el tiristor existirá una débil corriente inversa de fugas hasta que se alcance el punto de tensión inversa máxima, provocándose la destrucción del elemento (por avalancha en la unión).

Para que el dispositivo pase del estado de bloqueo al estado activo, debe generarse una corriente de enganche positiva en el ánodo y además, debe haber una pequeña corriente en la compuerta capaz de provocar una ruptura por avalancha en la unión J2 para hacer que el dispositivo conduzca. Para que el dispositivo siga en el estado activo se debe inducir desde el ánodo una corriente de sostenimiento, mucho menor que la de enganche, sin la cual el dispositivo dejaría de conducir [10].

2.3.4 FUNCIONES ELECTRONICAS (APLICACIONES)

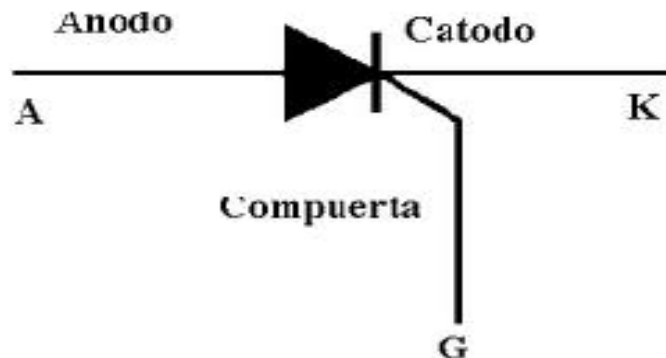
El tiristor es un dispositivo unidireccional; deja pasar corriente en un solo sentido después de que se haya aplicado una señal de control a su puerta. El tiristor puede hacer varias funciones:

- ***Función de rectificación controlada:*** consiste en utilizar la propiedad de funcionamiento unidireccional del dispositivo, que se comporta así de modo análogo a un diodo.
- ***Función de interruptor:*** permite la sustitución de contactos mecánicos.
- ***Función de regulación:*** la posibilidad de ajustar de forma precisa el instante de cebado del tiristor permite controlar la potencia o corriente media de salida.
- ***Función de amplificación:*** la corriente de la señal de control puede ser muy débil si se compara con la corriente principal; existe pues, un fenómeno de amplificación en corriente o en potencia. Esta “ganancia” puede utilizarse en ciertas aplicaciones.

2.3.4.1 RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

El rectificador controlado de silicio (en inglés SCR: silicon controlled rectifier) es un tipo de tiristor formado por cuatro capas de material semiconductor con estructura PNPN o bien NPNP. El nombre proviene de la unión de tiratrón y transistor [10].

Figura 20 Símbolo del SCR.



Tomado de <http://proton.ucting.udg.mx/temas/circuitos/omar/Omar.htm>

Un SCR posee tres conexiones:

- Ánodo (A)
- Cátodo (K)
- Compuerta (gate, G).

La compuerta es la encargada de controlar el paso de corriente entre el ánodo y el cátodo. Funciona básicamente como un diodo rectificador controlado, permitiendo circular la corriente en un solo sentido. Mientras que no se aplique ninguna tensión en la compuerta del SCR no se inicia la conducción y en el instante en que se aplique dicha tensión, el tiristor comienza a conducir.

En corriente alterna el SCR se des excita en cada alternancia o semiciclo, y en corriente continua, se necesita un circuito de bloqueo forzado, o bien interrumpir el circuito. El pulso de disparo ha de ser de una duración considerable, o bien, repetitivo si se está trabajando en corriente alterna. En este último caso, según se atrase o adelante el pulso de disparo, se controla el punto(o la fase) en el que la corriente pasa a la carga. Una vez arrancado, se puede anular la tensión de puerta y el tiristor continuara conduciendo hasta que la corriente de carga disminuya por debajo de la corriente de mantenimiento (en la práctica, cuando la onda senoidal cruza por 0) [10].

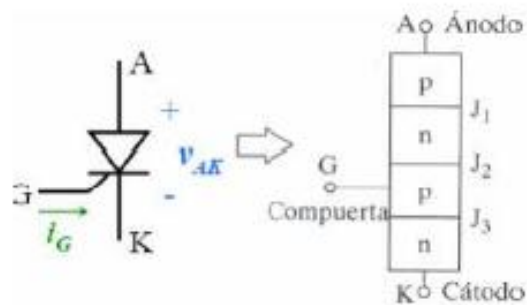
Cuando se produce una variación brusca de tensión entre el ánodo y cátodo de un tiristor, éste puede dispararse y entrar en conducción aun sin corriente de compuerta. Por ello se da como característica la tasa máxima de subida de tensión que permite mantener bloqueado el SCR. Este efecto se produce debido al condensador parasito existente entre la puerta y el ánodo.

Los SCR se utilizan en aplicaciones de electrónica de potencia, en el campo de control, especialmente control de motores, debido a que puede ser usado como un interruptor tipo electrónico.

2.3.5 ESTRUCTURA DE SCR

El SCR es un semiconductor con cuatro capas de estructura PNPN con tres uniones PN, J1, J2 y J3. la estructura de las capas semiconductoras del tiristor SCR es la siguiente:

Figuran 21 Capas semiconductoras y uniones del SCR.

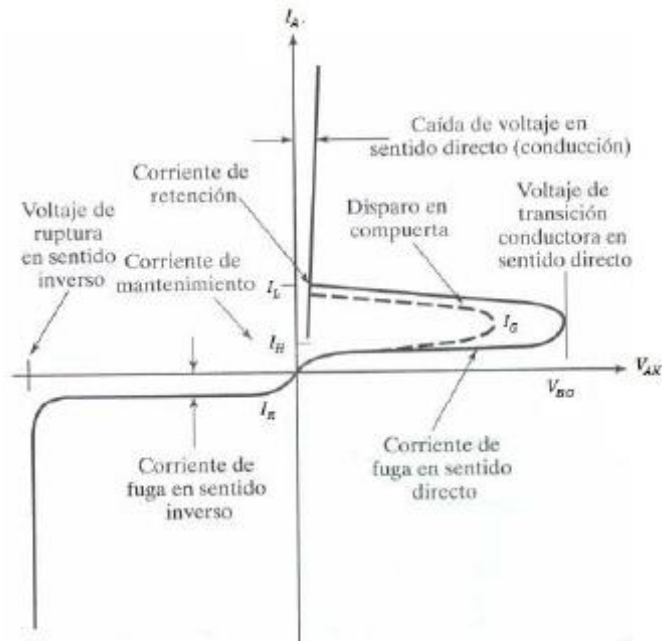


Tomado de <http://digilander.libero.it/nick47/thds.htm>

2.3.6 CURVA CARACTERISTICA Y FUNCIONAMIENTO

En la figura se muestra la curva característica típica de un tiristor SCR, representándose la corriente de ánodo (I_A) en función de la tensión aplicada entre ánodo y cátodo (V_{AK}).

Figura 22 Curva característica del SCR.



Tomado de http://www.unicrom.com/Tut_rectificador_gobernado_silicio_SCR.asp.

Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones J1 y J3 tienen polarización directa o positiva. La unión J2 tiene polarización inversa, y solo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está en condición de bloqueo directo o en estado apagado y la corriente de fuga se llama corriente en estado apagado. La resistencia dinámica en estado de bloqueo es de 100kΩ o más.

Si se aumenta el voltaje de polarización inversa V_{AK} se incrementa a un valor lo suficientemente grande, la unión J2 polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como ruptura por avalancha y el voltaje correspondiente se llama voltaje de avalancha directa V_{BO} . Dado que las uniones J1 y J3 están polarizadas directamente, hay un flujo libre de portadores a través de las tres uniones que provocará una gran corriente anódica directa. Se dice entonces que el dispositivo está en estado de conducción o estado encendido.

En estado encendido, la resistencia dinámica del SCR es típicamente 0.01Ω a 0.1Ω y la caída de voltaje va a ser la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común 1V. La corriente anódica debe ser mayor que un valor conocido como corriente de retención I_L , a fin de mantener el flujo necesario de portadores a través de la unión; de lo contrario, al reducirse el voltaje del ánodo al cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La corriente de retención I_L , es la corriente anódica mínima

requerida para mantener el tiristor en estado de conducción inmediatamente después de haberse activado y retirado la señal de compuerta [10].

Una vez que el tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, porque en la unión J2 no existe una capa que evite el movimiento libre de portadores. Sin embargo, si se reduce la corriente en sentido directo del ánodo por debajo del nivel conocido como corriente de mantenimiento I_H , se genera una región de agotamiento alrededor de la unión J2 debida al número reducido de portadores; el tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden de los miliamperios y es menor que la corriente de retención I_L . La corriente de mantenimiento I_H , es la corriente anódica mínima para mantener el tiristor en estado encendido [10].

Cuando la tensión del cátodo es positiva con respecto a la del ánodo, la unión J2 tiene polarización directa, pero las uniones J1 y J3 tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El tiristor estará en estado de bloqueo y pasara por él una corriente de fuga, conocida como corriente de fuga inversa I_R [10].

Resumiendo, si la tensión V_{AK} es nula, también lo es la intensidad de corriente I_A . Al aumentar dicha tensión en sentido directo, con corriente de compuerta nula, si se supera la tensión V_{BO} , la transición de estado OFF a ON deja de ser controlada. Si se desea que el paso al estado ON se realice para tensiones V_{AK} inferiores a V_{BO} , será necesario dotar al dispositivo de la corriente de compuerta (I_G) adecuada, para que dicha transición se realice cuando la intensidad de ánodo supere la intensidad de enganche (I_L). por el contrario, si el dispositivo está en conducción, la transición al estado OFF se produce cuando la corriente de ánodo caiga por debajo de la intensidad de corriente de mantenimiento (I_H) [10].

Tanto para el estado de bloqueo directo, como para el estado de polarización inversa, existen unas pequeñas corrientes de fugas. Cuando se polariza inversamente se observa una débil corriente inversa (de fuga) hasta que alcanza el punto de tensión inversa máxima que provoca la destrucción del mismo.

El SCR es, por tanto, un dispositivo conductor solo en el primer cuadrante, en el cual el disparo se provoca por:

- **Tensión suficientemente elevada:** aplicada entre ánodo y cátodo.
- **Intensidad en la compuerta:** Se puede controlar así la tensión necesaria entre ánodo y cátodo para la transición OFF a ON, usando la corriente de compuerta adecuada.

2.3.7 ACTIVACION Y APAGADO DEL SCR

Un tiristor se puede encender aumentando el voltaje VAK en sentido directo a más de VBO , pero esta forma de encendido podría ser destructiva. En la práctica, el método más común para disparar un tiristor es la aplicación de una corriente de compuerta aplicando un voltaje positivo entre las terminales de la compuerta y el cátodo.

De esta forma el voltaje en sentido directo se mantiene menor que VBO dado que al aumentar la corriente de compuerta, disminuye el voltaje de bloqueo en sentido directo. Los niveles de voltaje y de corriente en la compuerta deben tener un rango de valores comprendidos dentro de una zona de disparo de seguridad. Si se sobrepasa ese límite puede no activarse el tiristor o puede dañarse el dispositivo. El valor de la corriente de disparo es del orden de los miliamperios [10].

Una vez encendido el tiristor, la señal de compuerta debe retirarse. La duración de esta señal varía entre $1\mu s$ a $3\mu s$ para tiristores comerciales, aunque para aplicaciones especiales se fabrican tiristores con valores por debajo de los $100ns$. una señal de compuerta continua aumentaría la pérdida de potencia en la unión de la compuerta. Dado que la corriente anódica es mayor que la corriente de retención I_L , el tiristor continuara conduciendo.

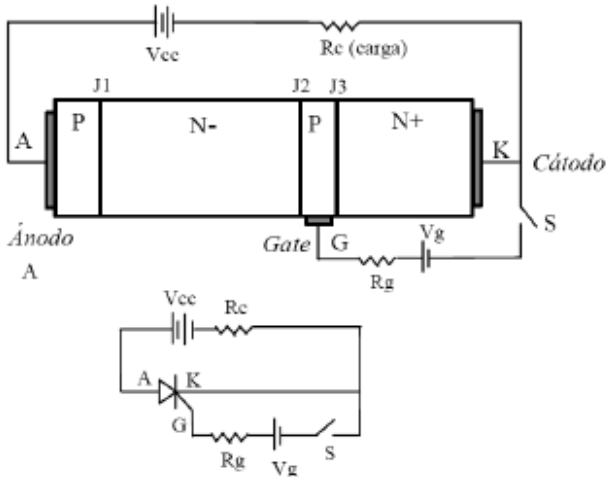
Un tiristor en estado encendido, se comporta como un diodo conductor, y no hay control sobre el dispositivo. El dispositivo no se puede desactivar mediante otro pulso en la terminal de compuerta. Hay varias técnicas para apagar un tiristor. En todas las técnicas de conmutación la idea es reducir la corriente anódica en sentido directo hasta un valor inferior a la corriente de mantenimiento I_H .

2.3.7.1 DISPARO POR TENSION EXCESIVA

Cuando está polarizado directamente, en el estado de bloqueo, la tensión de polarización se aplica sobre la unión J_2 . El aumento de la tensión VAK lleva a una expansión de la región de transición tanto para el interior de la capa de la compuerta como para la capa N adyacente. Aun sin corriente de compuerta, por efecto térmico, siempre existirán cargas libres que penetren en la región de transición (en este caso, electrones), las cuales son aceleradas por el campo eléctrico presente en J_2 . para valores elevados de tensión (y, por tanto, de campo eléctrico), es posible iniciar un proceso de avalancha, en el cual las caras aceleradas, al chocar con átomos vecinos, provoquen la expulsión de nuevos portadores que reproducen el proceso.

Tal fenómeno, desde el punto de vista del comportamiento del flujo de cargas por la unión J_2 , tiene el efecto similar al de una inyección de corriente por la compuerta, de modo que si al iniciar la circulación de corriente se alcanza el límite I_L , el dispositivo se mantendrá en conducción.

Figura 23 Polarización del SCR – Disparo por tensión excesiva.

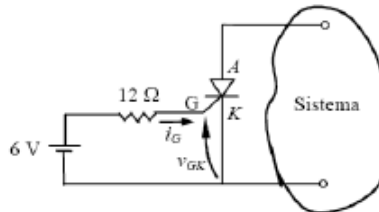
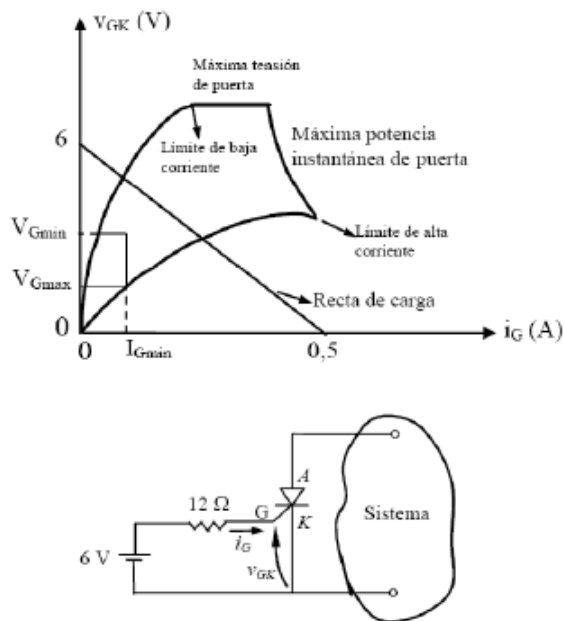


Tomado de <http://elecdepotencia-dispositivos.blogspot.com/2011/12/gto-gate-turn-off-thyristor.html>

2.3.7.2 DISPARO POR IMPULSO DE COMPUERTA

Siendo el disparo a través de la compuerta la manera más usual de disparar el SCR, es importante el conocimiento de los límites máximos y mínimos para la tensión V_{GK} y la corriente I_G , como se muestra en la figura:

Figura 24 SCR a través de compuerta - circuito equivalente de thevenin.



Tomado de <http://wilmerelectronicadep.blogspot.com/2011/12/blog-post.html>.

El valor V_{Gmin} indica la mínima tensión de compuerta que asegura la conducción de todos los componentes de un tipo determinado, para la mínima temperatura especificada.

El valor V_{Gmax} es la máxima tensión de compuerta que asegura que ningún componente de un tipo determinado entrará en conducción, para la máxima temperatura de operación.

La corriente I_{Gmin} es la mínima corriente necesaria para asegurar la entrada en conducción de cualquier dispositivo de un cierto tipo a la mínima temperatura.

El circuito de disparo puede reducirse a su equivalente de Thevenin, para determinar la recta de carga sobre las curvas características $V_{GK}-I_G$. En la figura la recta de carga cortara los ejes en los 6V (tensión en vacío de corriente de disparo) y $6V/12\Omega = 0,5A$ (intensidad de cortocircuito). para asegurar la operación correcta del componente, la recta de carga del circuito debe asegurar que superará a los límites V_{Gmin} y I_{Gmin} , sin exceder los demás límites (tensión, corriente y potencia máxima).

2.3.7.3 DISPARO POR DERIVADA DE TENSIÓN

Si a un SCR se le aplica un escalón de tensión positivo entre ánodo y cátodo con tiempo de subida muy corto, del orden de microsegundos, los portadores sufren un desplazamiento infinitesimal para hacer frente a la tensión exterior aplicada [10].

Como se comentó para el caso de disparo por tensión excesiva, si la intensidad de fugas alcanza el valor suficiente como para mantener el proceso regenerativo, el tiristor entrará en conducción estable y permanecerá así una vez pasado el escalón de tensión que lo disparó. El valor de la derivada de tensión dv/dt depende de la tensión final y de la temperatura, tanto menor cuanto mayores son éstas.

2.3.7.4 DISPARO POR TEMPERATURA

A altas temperaturas, la corriente de fuga en una unión P-N inversamente polarizada aproximadamente se duplica con el aumento de $8^{\circ}C$. Así, el aumento de temperatura puede llevar a una corriente a través de J_2 suficiente para llevar el SCR al estado de conducción.

2.3.7.5 DISPARO POR LUZ

La acción combinada de la tensión ánodo - cátodo, temperatura y radiación electromagnética de longitud de onda apropiada puede provocar también la elevación de la corriente de fugas del dispositivo por encima del valor crítico y obligar al disparo.

Los tiristores diseñados para ser disparados por luz o tiristores fotosensibles LASCR (light activated SCR) suelen ser de pequeña potencia y permiten un aislamiento óptico entre el circuito de control y el circuito de potencia [10].

2.3.8 APLICACIONES DE LOS SCR

Esta clase de tiristores suele funcionar a frecuencia de línea (60Hz) y se apaga por conmutación natural cuando se trabaja en corriente alterna. El voltaje en estado de encendido varía normalmente desde unos 1.15V para aplicaciones a 600V hasta 2.5V para distintivos de 4000V. En años recientes han sido diseñados tiristores SCR para controlar potencias tan altas de hasta 10MW y con valores individuales tan altos como de 5500A a 1200V.

Debido a su bajo costo, alta eficiencia, robustez y especificación de alto voltaje y corriente, estos tiristores se usan mucho en los convertidores CA-CD. También se usan en casi todas las transmisiones de CD en alto voltaje y en muchas aplicaciones industriales tales como:

- Control de reveladores
- Propulsores de velocidad variable
- Interruptores estáticos
- Control de motores
- Recortadores, inversores y ciclo inversores
- Cargadores de baterías
- Circuitos de protección
- Control de potencia en calefactores eléctricos

En la mayoría de estas aplicaciones mencionadas con anterioridad la idea principal de la utilización de tiristores es para regulación de potencia y para esto se utilizan dos tiristores en anti paralelo para que cada uno conduzca en un ciclo de alternancia. Cuando el tiristor es disparado en el comienzo del ciclo (aproximadamente a 0°), los tiristores conducen aproximadamente 360° y esto ocasiona una transmisión menor de potencia a la carga. En cambio, cuando uno de los tiristores es disparado cerca del pico positivo, los tiristores conducen 180° y esto produce una transmisión menor de potencia a la carga. A través de ajustes en el circuito de disparo, el accionamiento de los tiristores puede retrasarse y así obtener una transmisión variable de potencia monofásica.

2.4 AMPLIFICADORES OPERACIONALES

2.4.1 INTRODUCCIÓN

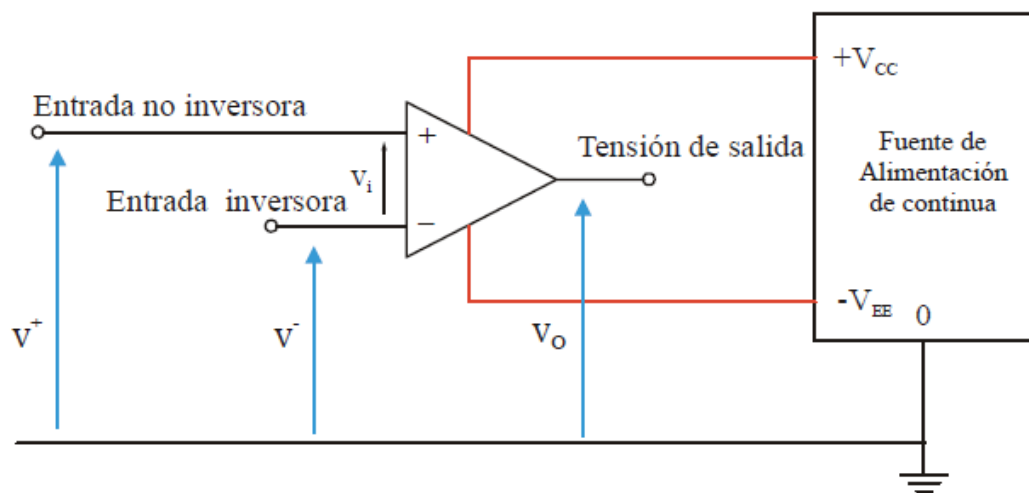
La mayor parte del control y medida de los procesos industriales se realiza mediante circuitos electrónicos, siendo el amplificador operacional (Amplificador Operacional) Un módulo básico de dichos circuitos de control. Aunque cada vez más, el procesado de la información y la toma de decisiones del sistema se realiza con circuitos digitales o sistemas basados en microprocesadores, la conversión de las variables medidas (temperatura, presión, velocidad, etc.) en variables eléctricas: corriente o tensión (en los

sensores), o la conversión inversa (en los actuadores analógicos), requiere de circuitos analógicos, donde el amplificador operacional juega un papel fundamental.

2.4.2 SÍMBOLOS Y TERMINALES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Un amplificador operacional es un amplificador diferencial. Desde el punto de vista de una señal, el Amplificador Operacional. Tiene tres terminales: dos terminales de entrada y un terminal de salida. La figura muestra el símbolo que se utiliza para representar el Amplificador Operacional.

Figura 25 Símbolo eléctrico y terminales de un amplificador operacional.

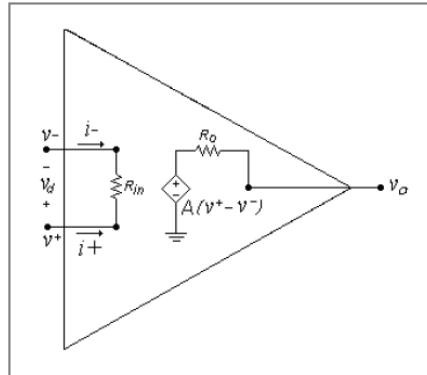


Tomado de <http://www.areatecnologia.com/amplificadores-peracionales/amplificador-operacional-introduccion.htm>

2.4.3 MODELO REAL DEL AMPLIFICADOR

La Figura muestra un modelo real del amplificador operacional conectado a un circuito en el cual la señal de entrada alimenta una resistencia de entrada R_{in} , la cual representa la resistencia de entrada del instrumento de medición de la señal de entrada v_d . Esta señal de entrada $v_d = (v^+ - v^-)$ se convierte en la variable controladora de una fuente controlada que determina el voltaje a la salida, que toma el valor de $A(v^+ - v^-)$, donde A es la ganancia del amplificador, también llamada ganancia de lazo abierto. Esta fuente controlada alimenta la carga conectada en el terminal de salida v_o y dado que hay una resistencia de salida R_o (que representa la resistencia interna de la fuente) se produce allí una caída de voltaje [4].

Figura 26 Modelo real del amplificador operacional.



Tomado de <http://hispavila.com/3ds/tutores/opam.html>

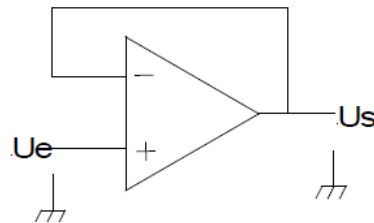
2.4.4 CONFIGURACIONES DE LAZO CERRADO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Se mencionó el concepto de ganancia de lazo cerrado, la cual corresponde a la relación entre la señal de salida y la señal de entrada del amplificador, al cual se le han realizado unas conexiones adicionales que permitirán realizar funciones muy específicas al circuito que incorpora al amplificador: inversiones, sumas, restas, etc. En estas configuraciones el amplificador siempre tendrá una realimentación negativa, por lo cual se dice que el lazo está cerrado. Para ilustrar este concepto lo mejor es analizar los distintos ejemplos que se presentan a continuación.

2.4.4.1 SEGUIDOR DE TENSIÓN

El circuito se representa en la Figura. Es la configuración más sencilla de amplificador operacional.

Figura 27 Seguidor de tensión.



Tomado de http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional.

El término seguidor de tensión se refiere a que la tensión de la salida del amplificador operacional sigue a la de entrada. Este circuito no posee elementos externos al amplificador en el sentido estricto. Se puede observar de la Figura que el terminal de salida se encuentra conectado al terminal inversor mediante un conductor de resistencia nula. La tensión de entrada proveniente de una fuente u_f se aplica al terminal no

inversor, respecto de tierra (referencia); mientras que la tensión de salida u_s se mide respecto a la misma referencia [4].

En estas condiciones, se puede analizar por LKT la malla conformada por u_e , u_d y u_s , resultando:

$$u_e = u_d + u_s \quad (13)$$

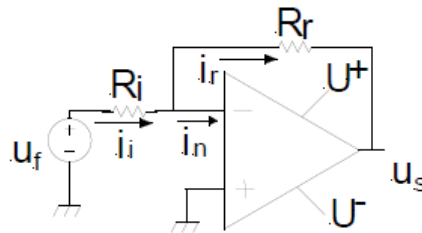
Y recordando que para el amplificador operacional ideal, $u_d = 0$, queda:

$$u_s = u_e \quad (14)$$

2.4.4.2 AMPLIFICADOR INVERSOR

La figura muestra un circuito del amplificador operacional en configuración inversora.

Figura 28 Circuito amplificador inversor



Tomado de <http://commons.wikimedia.org/wiki/File:Opampinverting.svg>.

Se puede observar que, además del amplificador operacional, el circuito está compuesto por dos resistores (R_i y R_r), una fuente de tensión como señal de entrada (u_f) y un cortocircuito vinculando la entrada no inversora y el nodo común (tierra).

El objetivo del presente análisis es obtener una expresión de la tensión de salida u_s en función de la tensión de fuente u_s .

Si se aplica la ley de nodos en el terminal inversor del amplificador operacional, se obtiene:

$$I_i + I_r = I_n \quad (15)$$

Las corrientes de entrada a los terminales inversores y no inversor son nulas en un amplificador operacional ideal, por lo tanto $I_n = 0$, resultando

$$I_i = I_r \quad (16)$$

Por otra parte, el potencial de dicho nodo es cero, puesto que para el amplificador operacional ideal la tensión entre los terminales inversor y no inversor u_d resulta nula, y este último término se encuentra conectado a tierra. Por lo tanto, recorriendo las mallas de entrada y de salida N de acuerdo a la segunda ley de Kirchhoff, respectivamente se tiene:

$$u_f = I_i R_f \quad (17)$$

$$u_s = I_r R_r \quad (18)$$

Se determina la tensión de salida en función de la entrada.

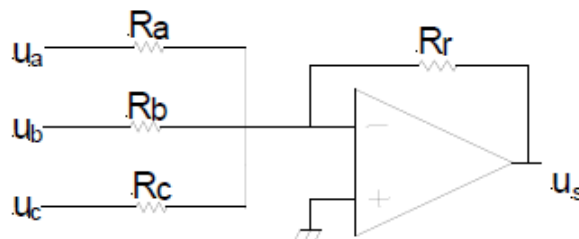
$$u_s = \frac{R_f}{R_i} u_f \quad (19)$$

Se debe observar que la tensión de salida es una réplica invertida y cambiada de escala de la tensión de entrada. La inversión de signo entre la entrada y la salida es, por supuesto, la razón para denominar a este circuito amplificador inversor. El factor de escala, o ganancia de lazo cerrado, es el cociente $\frac{R_f}{R_i}$.

2.4.4.3 AMPLIFICADOR SUMADOR

La tensión de salida en un amplificador sumador es una suma cambiada de escala y cambiada de signo de las tensiones aplicadas a la entrada del amplificador. En la siguiente Figura se muestra un amplificador sumador con tres tensiones de entrada.

Figura 29 Circuito amplificador sumador.



Tomado de http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional.

La relación entre la tensión de salida u_s y las tres tensiones de entrada u_a , u_b y u_c se puede obtener planteando la ley de corriente de Kirchhoff en el nodo N, o bien aplicando el principio de superposición; no olvidando las restricciones de tensión y de corriente en la entrada del amplificador operacional ideal [4].

El resultado obtenido en cualquier caso, es:

$$u_s = -\left(\frac{R_r}{R_a}u_a + \frac{R_r}{R_b}u_b + \frac{R_r}{R_c}u_c\right) \quad (20)$$

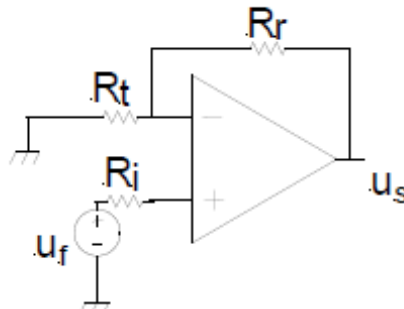
Aunque se ha ilustrado el amplificador sumador con sólo tres señales de entrada, la cantidad de tensiones de entrada puede aumentarse según sea necesario.

2.4.4.4 AMPLIFICADOR NO INVERSOR

La tensión de salida del amplificador no inversor tiene el mismo signo que la de entrada y el factor de amplificación de lazo cerrado es combinación de las resistencias conectadas al terminal inversor.

La Figura 30 muestra circuito amplificador no inversor. La fuente de señal está representada por u_f en serie con R_i (fuente real). Para la determinación de la tensión de salida se aplican las restricciones correspondientes al amplificador operacional ideal operando entre de la zona lineal [4].

Figura 30 Circuito amplificador no inversor.



Tomado de <http://www.electronicafacil.net/tutoriales/AMPLIFICADOR-NO-INVERSOR.php>.

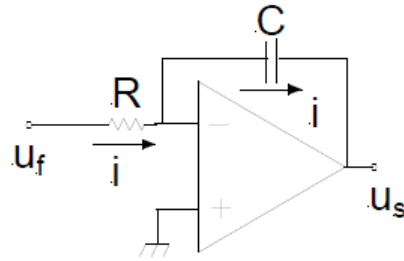
La tensión de salida que da definida:

$$u_s = \frac{R_r + R_t}{R_t} u_f \quad (21)$$

2.4.4.5 AMPLIFICADOR INTEGRADOR

El amplificador operacional en configuración integrador, entrega en la salida una tensión proporcional a la integral de la señal de tensión de entrada. El circuito se muestra en la siguiente Figura.

Figura 31 Circuito amplificador integrador.



Tomado de http://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional.

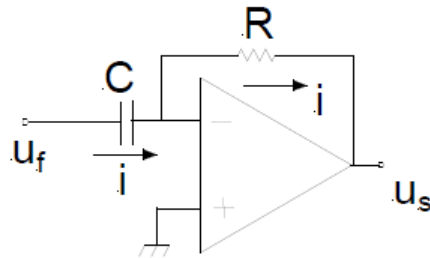
Resulta:

$$u_s = -\frac{1}{RC} \int u_f dt \quad (22)$$

2.4.4.6 AMPLIFICADOR DERIVADOR O DIFERENCIADOR

El amplificador operacional en configuración derivador o diferenciador, proporciona a la salida una tensión que resulta proporcional la derivada o diferencial de la señal de tensión de entrada. El circuito se muestra en la siguiente Figura.

Figura 32 Circuito amplificador derivador o diferencial



Tomado de <http://hispavila.com/3ds/tutores/opam.html>.

Teniendo en cuenta las restricciones de tensión y corriente en la entrada del amplificador operacional, resulta:

$$u_s = -RC \frac{du_f}{dt} \quad (23)$$

Recordando que la relación fundamental entre la tensión y la corriente en un capacitor se expresa de la siguiente manera:

$$I_c = -C \frac{du_c}{dt} \quad (24)$$

A pesar de que la expresión teórica de la tensión de salida de esta configuración resulta adecuada matemáticamente.

2.5 CONTROLADORES PID

2.5.1 RESUMEN

El controlador PID (Proporcional, Integrador y Derivativo) es un controlador realimentado cuyo propósito es hacer que el error en estado estacionario, entre la señal de referencia y la señal de salida de la planta, sea cero de manera asintótica en el tiempo, lo que se logra mediante el uso de la acción integral. Además el controlador tiene la capacidad de anticipar el futuro a través de la acción derivativa que tiene un efecto predictivo sobre la salida del proceso.

El controlador PID son suficiente para resolver el problema de control de muchas aplicaciones en la industria, particularmente cuando la dinámica del proceso lo permite (en general procesos que pueden ser descritos por dinámicas de primer y segundo orden), y los requerimientos del desempeño son modestos (generalmente limitados a especificaciones del comportamiento del error en estado estacionario y una rápida respuesta a cambios en la señal de referencia).

Su uso extensivo en la industria es tal que el 95 % de los lazos de control que existen en las aplicaciones industriales son del tipo PID, de los cuales la mayoría son controladores PI, lo que muestra la preferencia del usuario en el uso de leyes de control muy simples. En general, el usuario no explota todas las características de estos controladores, quizás por falta de una mejor comprensión desde el punto de vista de la teoría de control [2].

Los algoritmos actuales se combinan con funciones lógicas, secuenciales y una serie de mecanismos y funciones adicionales para adecuarse a los requerimientos de los modernos sistemas de control y automatización industrial, lo que da lugar a dispositivos especializados para el control de temperatura, velocidad, distribución de energía, transporte, maquinas-herramientas, reacción química, fermentación, entre otros.

Los controladores PID han sobrevivido a muchos cambios en la tecnología a lo largo de su historia. Desde los antiguos reguladores de Watt, de la época de la revolución industrial, pasando por los controladores neumáticos, los controladores analógicos eléctricos y electrónicos (primero implementados con válvulas y luego con circuitos integrados) hasta los modernos controladores basados en microprocesadores, que proporcionan una mayor flexibilidad debido a su programabilidad. El microprocesador ha tenido una influencia dramática sobre el desarrollo del controlador PID; ha permitido brindar nuevas oportunidades para implementar funciones adicionales como el ajuste automático de parámetros y los cambios de modo de control [2].

El desarrollo de los sistemas de control PID está también influenciado por el desarrollo en el campo de la comunicación de datos de campo, lo que ha permitido su inserción como módulos importantes en los esquemas de control distribuido. En este sentido, la capacidad de comunicación de estos dispositivos con otros dispositivos de campo como PLC y otros sistemas de control de niveles superiores, es una función necesaria en los modernos PID.

2.5.2 CONTROL PID

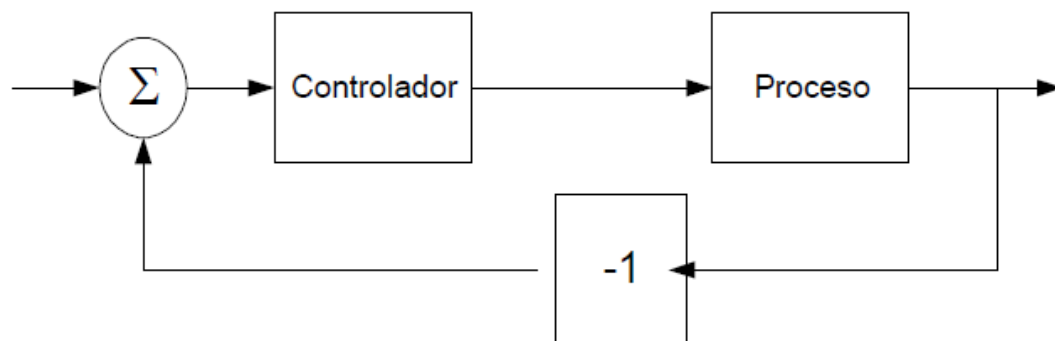
2.5.2.1 PRINCIPIO DE REALIMENTACIÓN

La aplicación del principio de realimentación ha tenido éxito en los campos del control, comunicaciones e instrumentación. Para entender el concepto, asuma que el proceso es tal que cuando el valor de la variable manipulada se incrementa, entonces se incrementan los valores de las variables del proceso. Bajo este concepto simple, el principio de realimentación puede ser expresado como sigue:

Incrementar la variable manipulada cuando la variable del proceso sea más pequeña que la referencia y disminuirla cuando esta sea más grande.

Este tipo de realimentación se llama “realimentación negativa” debido a que la variable manipulada se mueve en la dirección opuesta a la variable del proceso. El principio puede ser ilustrado por el diagrama de bloques que se muestran en la figura. En este diagrama el proceso y el controlador están representados por cajas negras y las flechas denotan las entradas y salidas a cada bloque. Note que existe un símbolo especial que denota una suma de señales. El diagrama de bloques muestra que el proceso y el controlador están conectados en un lazo realimentado. La presencia del signo en el bloque de retorno indica que la realimentación es negativa [2].

Figura 33 Diagrama de bloques del sistema de control de un proceso.



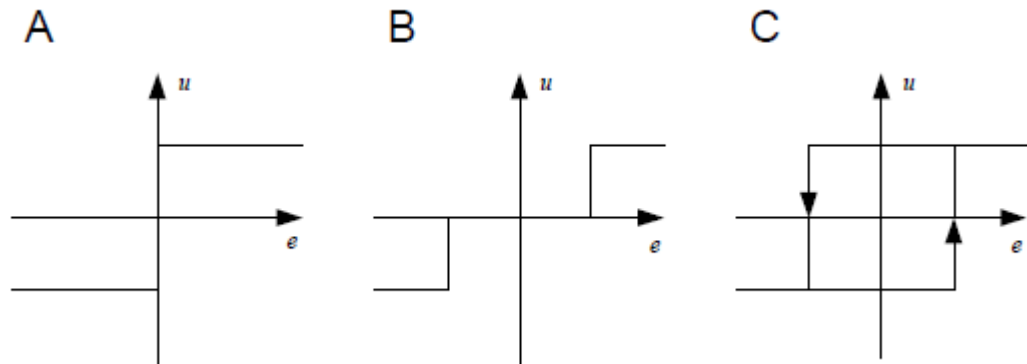
CONTROL ON – OFF.

El mecanismo de realimentación más simple se puede describir matemáticamente como sigue:

$$u = \begin{cases} u_{max} & e > 0 \\ u_{min} & e < 0 \end{cases} \quad (25)$$

Donde $e = y_{sp} - y$ (diferencia entre la referencia especificada por operador y la salida medida del proceso) es el denominado el *error del control*. Esta ley de control implica que siempre se usa la acción correctiva máxima. De esta manera, la variable manipulada tiene su valor más grande cuando su error es positivo y su valor es más pequeño cuando el error es negativo. La realimentación de este tipo se llama *control on-off*. Es simple y no tiene parámetros que configurar, aparte de las señales de control. El control on-off muchas veces es apropiado para mantener la variable controlada del proceso cerca del valor de la referencia que fue especificada, pero típicamente resulta en un sistema donde las variables oscilan. Note en la ecuación (25) que la variable de control tiene algunas modificaciones ya sea introduciendo histéresis o una zona muerta como se muestra en la figura.

Figura 34 (A) características de un controlador on-off ideal y modificaciones Con (B) zona muerta (C) histéresis.



Tomado de <http://www.mailxmail.com/curso-control-pid-avanzado/pid-controladores-realimentacion>.

2.5.2.2 CONTROL PID

Se puede mostrar empíricamente que el llamado “controlador PID” es una estructura útil. Dentro de la banda proporcional el comportamiento del algoritmo PID se puede describir como:

$$u(t) = K(e(t)) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (26)$$

Donde u es la variable de control y e es el error de control dado por $e = y_{ps} - y$. De esta manera, la variable de control es una suma de tres términos: el término P, que es proporcional al error; el término I, que es proporcional a la integral del error. Los parámetros del controlador son: la ganancia proporcional K , el tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d [2].

2.5.3 ACCIÓN PROPORCIONAL

En el caso de un control proporcional puro, la ley de control de la ecuación de control anterior se reduce a:

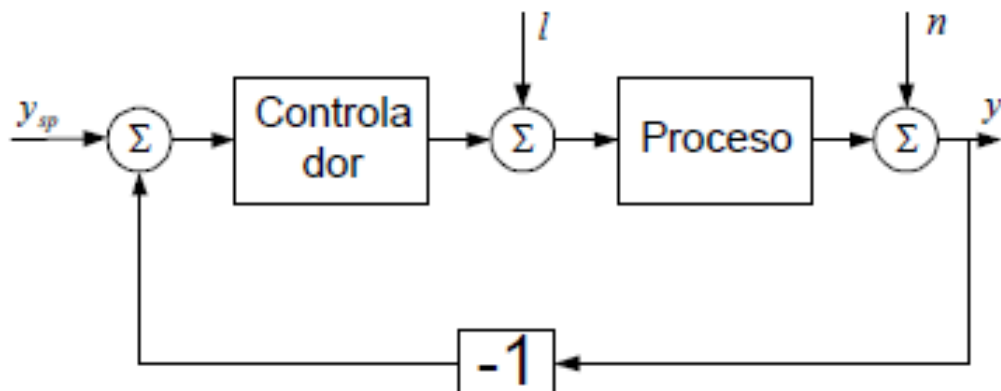
$$u(t) = Ke(t) + u_b \quad (27)$$

La acción de control es simplemente proporcional al error de control. La variable u_b es una señal de polarización o un reset. Cuando el error de control e es cero, la variable de control toma el valor $u(t) = u_b$. La polarización u_b a menudo se la fija en $(u_{max} + u_{min})/2$, pero, algunas veces, puede ser ajustada manualmente de forma que el error de control en estado estacionario sea cero en una referencia dada [2].

2.5.3.1 ANÁLISIS ESTÁTICOS

Mucha de las propiedades del control proporcional se puede entender mediante el siguiente argumento, que está basado en consideraciones estáticas puras. Considere un lazo realimentado simple, que consiste de un proceso y un controlador, sometido a perturbaciones [2].

Figura 35 Diagrama de bloques de un lazo de realimentación simple.



Asuma que el controlador tiene acción proporcional y que el proceso está representado por un modelo estático:

$$x = K_p(u + l) \quad (28)$$

Donde x es la variable del proceso, u es la variable de control, l es una perturbación de carga y K_p es la ganancia estática del proceso. Las siguientes ecuaciones se obtienen a partir del diagrama de bloques:

$$y = x + n \quad (29)$$

$$x = K_p(u + l) \quad (30)$$

$$u = K(y_{sp} - y) + u_b \quad (31)$$

La eliminación de las variables intermedias de la siguiente relación entre la variable del proceso x , la referencia y_{sp} , la perturbación de la carga l y el ruido de medición n :

$$x = \frac{KK_p}{1 + KK_p}(y_{sp} - n) + \frac{K_p}{1 + KK_p}(1 + u_b) \quad (32)$$

Compare la ecuación:

$$e = y_{sp} - y = \frac{1}{1 + K_p K}(y_{sp} - y_o) \quad (33)$$

El producto KK_p es un número sin dimensiones llamado “*ganancia de lazo*”. De la ecuación (32) se puede leer muchas propiedades interesantes del sistema lazo cerrado. Primero asume que u y u_b son cero. La ganancia de lazo debe ser alta para asegurar que la salida del proceso x cercana a la referencia y_{sp} . Un valor alto de la ganancia de lazo permitirá hacer que el sistema sea insensible a la perturbación de la carga l . Sin embargo, si n es diferente de cero, la ecuación (32) se sigue que ruido de medición n influye sobre la salida del proceso de la misma forma que lo hace la referencia y_{sp} . Para evitar que el sistema sea sensible al ruido de medición, la ganancia de lazo no debe ser muy grande. Más aún, la polarización u_b del controlador influye en el sistema de la misma forma en que lo hace la perturbación de carga. Por tanto, es obvio que el diseño de la ganancia de lazo debe ser considerado como un compromiso entre dos objetivos de control diferentes, por lo que no existe una respuesta simple que permita controlar una fórmula que determine la mejor ganancia de lazo a ser aplicada al sistema. Esto dependerá de que objeto de control es más importante para la aplicación en cuestión [2].

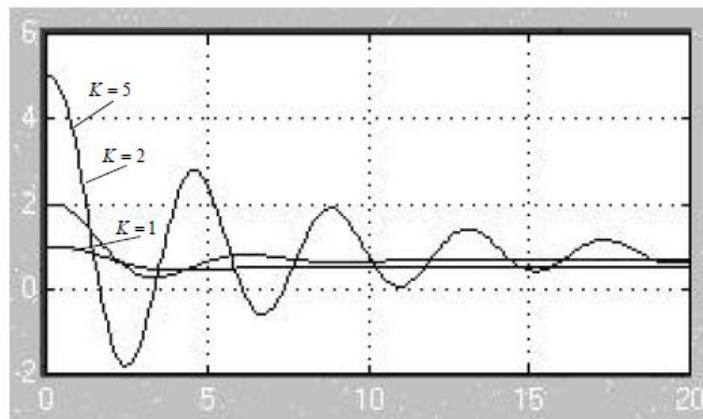
También, de la ecuación (32) se puede ver que el controlador proporcional normalmente producirá un error en estado estacionario. Esto puede ser deducido intuitivamente a partir de la observación de la ecuación (30), donde el error de control es cero sólo cuando

$u_b = u$ en estado estacionario. Por tanto, el error puede hacerse cero en una condición de operación dada manipulando la polarización u_b del controlador [2].

El análisis estático anterior está basado en la suposición de que el proceso se puede describir mediante un modelo estático. Cuando se considera la dinámica del sistema se introducen otras propiedades sobre el comportamiento del sistema en lazo cerrado. La más importante es que el sistema en lazo cerrado normalmente será inestable si se eligen altas ganancias de lazo. En la práctica, es la dinámica del sistema la que determina la máxima ganancia de lazo que puede ser utilizada [2].

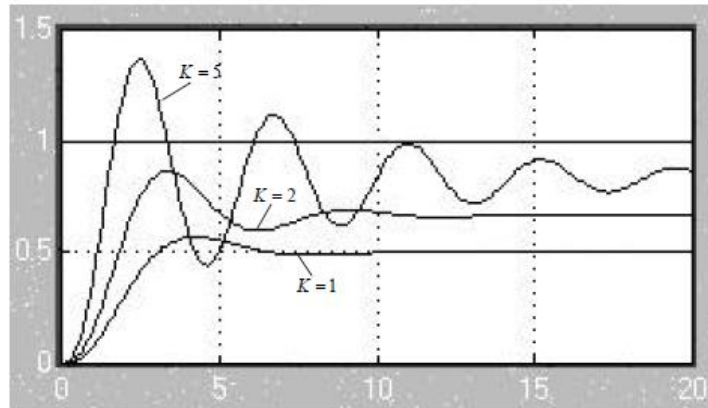
Un ejemplo típico del control proporcional se ilustra en la siguiente Figura. La figura muestra el comportamiento de la salida del proceso y de la señal de control, después de un cambio al escalón en la señal de referencia. El error en estado estacionario puede ser calculado a partir de la ecuación (32). El término de polarización u_b , la perturbación de carga l y el ruido de medición n son cero en la simulación. Con una ganancia del controlador $K = 1$ y una ganancia estática del proceso $K_p = 1$, se obtiene un error de control del 50%. La figura muestra que el error en estado estacionario decrece a medida que se incrementa la ganancia del controlador, tal como se predice en la ecuación (32). Note también que la respuesta se vuelve más oscilatoria al incrementar la ganancia del controlador. Esto se debe a la dinámica del proceso [2].

Figura 36 Error en estado estacionario.



Tomado de ASTROM, Karl; Torre, Hagglund. Control pid avanzado.

Figura 37 Simulación de un sistema de control de lazo cerrado con control proporcional.



Tomado de ASTROM, Karl; Torre, Hagglund. Control pid avanzado.

La función de transferencia del proceso es $G(s) = (s + 1)^{-3}$. El diagrama muestra la referencia $y_{sp} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores de la ganancia del controlador K . El diagrama inferior muestra la señal de control u para las respectivas ganancias del controlador.

2.5.4 ACCIÓN INTEGRAL

La función principal de la acción integral es asegurar que la salida del proceso concuerde con la referencia en estado estacionario. Con el controlador proporcional, normalmente existiría un error en estado estacionario. Con la acción integral, un pequeño error positivo siempre producirá un incremento en la señal de control y, un error negativo siempre dará una señal decreciente sin importar cuán pequeño sea el error [2].

El siguiente argumento simple muestra que el error en estado estacionario siempre será cero con la acción integral. Asuma que el sistema está en estado estacionario con una señal de control constante, u_o , y un error constante, e_o . De la ecuación (26) se tiene que la señal de control está dada por:

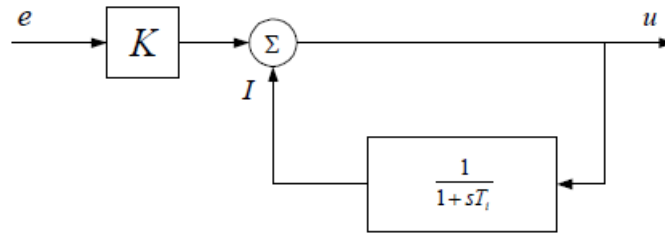
$$u_o = K(e_o + \frac{e_o}{T_i} t) \tag{34}$$

Como se tiene que $e_o \neq 0$, claramente se contradice el supuesto de que la señal de control u_o se mantiene constante. Por tanto, como resultado de esto, un controlador con acción integral siempre dará un error en estado estacionario cero.

La acción integral también puede ser vista como un dispositivo que automáticamente restablece el término de polarización u_b de un controlador proporcional. Esto se ilustra en el diagrama de bloques de la siguiente Figura, que muestra un controlador proporcional con un "reset" que se ajusta automáticamente. El ajuste se hace realimentando una señal,

que es un valor filtrado de la salida del controlador, a un punto de suma. El “reset automático” fue el que dio origen a la acción integral del controlador del tipo PID [2].

Figura 38 Implementación de la acción integral concebida como un reset automático.



A partir del diagrama de bloques, se pueden deducir las siguientes ecuaciones:

$$u = Ke + I \quad (35)$$

$$T_i = \frac{dI}{dt} + I = u \quad (36)$$

De donde, la eliminación de u entre estas ecuaciones produce:

$$T_i \frac{dI}{dt} + I = Ke + I \quad (37)$$

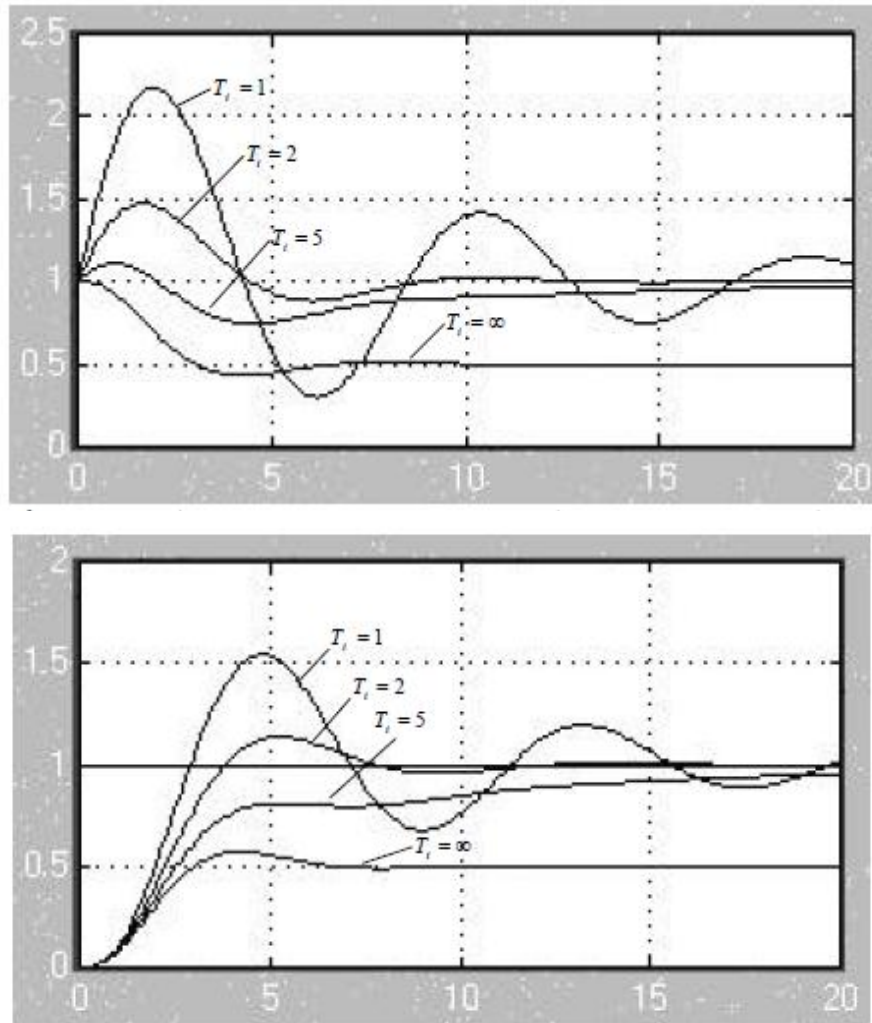
Y, de aquí:

$$T_i \frac{dI}{dt} = Ke \quad (38)$$

Que muestra que el controlador de la Figura del bloque de realimentación de acción integral es, en los hechos, un controlador del tipo PI.

Las propiedades de la acción integral se ilustran en la siguiente Figura, que muestra la simulación de un sistema de control PI. La ganancia proporcional es $K = 1$ en todas las curvas. El caso $T_i = \infty$ corresponde a un control proporcional puro, que es idéntico al de $K = 1$ de la Figura representada en la acción proporcional, donde el error final es del 50%. El error es eliminado cuando T_i toma valores finitos. Para valores grandes de T_i , la respuesta se desliza lentamente hacia la referencia. El acercamiento es aproximadamente exponencial con constante de tiempo T_i / KK_p y es más rápido para valores pequeños de T_i ; pero es, también, más oscilatorio.

Figura 39 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional e integral.



Tomado de Implementación de la acción integral concebida como un reset automático.

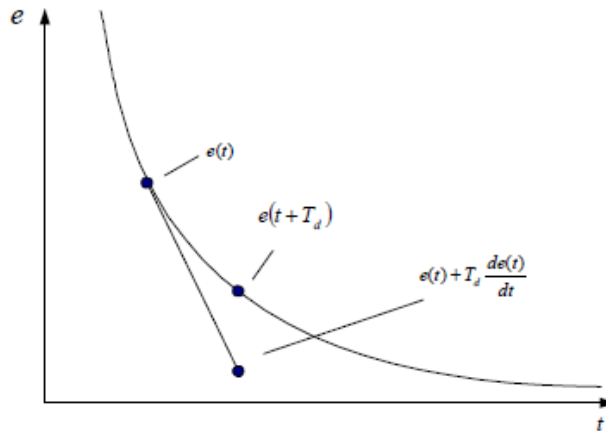
La función de transferencia del proceso es $G(g) = (s + 1)^{-3}$, y la ganancia del controlador es $K = 1$. El diagrama superior muestra la referencia y_{sp} y la salida del proceso y para diferentes valores del tiempo integral T_i . El diagrama inferior muestra la señal de control u para los respectivos valores del tiempo integral.

2.5.5 ACCIÓN DERIVATIVA

El propósito de la acción derivativa es mejorar la estabilidad de lazo cerrado. El mecanismo de inestabilidad puede ser descrito intuitivamente como sigue. Debido a la dinámica del proceso, pasa algún tiempo antes de que la variable de control se note en la salida del proceso. De esta manera, el sistema de control tarda en corregir el error. La

acción de un controlador con acción proporcional y derivativa puede ser interpretada como si el control proporcional fuese hecho para predecir la salida del proceso. La predicción se hace por la extrapolación del error de control en la dirección de la tangente a su curva respectiva, como se muestra en la Figura. [2]

Figura 40 Interpretación geométrica de la acción derivativa como un control predictivo, donde la predicción se obtiene mediante extrapolación lineal.



Tomado de Implementación de la acción integral concebida como un reset automático.

La estructura básica de un controlador PD está dada por:

$$u(t) = K(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) \tag{39}$$

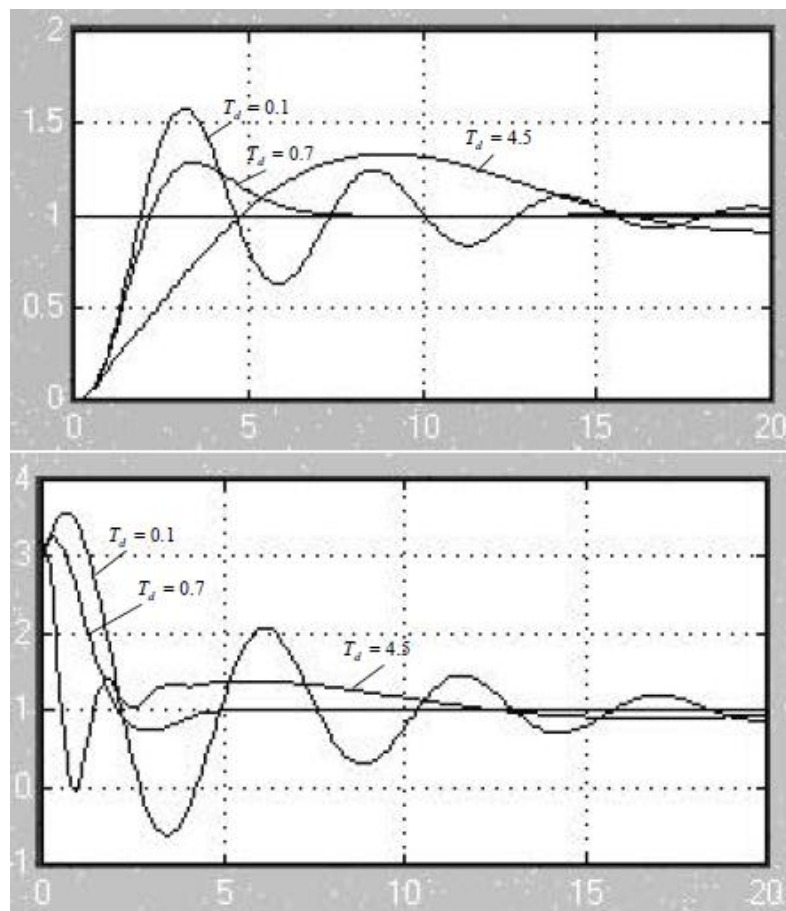
La expansión en serie de Taylor de $e(t + T_d)$ da:

$$e(t + T_d) \approx e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \tag{40}$$

De esta manera, la señal de control es proporcional a un estimado del error de control en un tiempo T_d hacia adelante, donde el estimado se obtiene mediante extrapolación lineal, como fue mostrado en la gráfica anterior.

Las propiedades de la acción derivativa se ilustran en la siguiente figura, que muestra la simulación de un sistema con control PID. La ganancia del controlador y el tiempo de estimación se mantienen constantes con $K = 3$ y $T_i = 2$, y se varía el tiempo derivativo T_d . Para $T_d = 0$ se tiene un control PI puro. El sistema de lazo cerrado es oscilatorio con los parámetros elegidos. Inicialmente el amortiguamiento se incrementa con el incremento del tiempo derivativo, pero disminuye cuando el tiempo derivativo se vuelve más grande.

Figura 41 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional, integral y derivativo.



Tomado de Implementación de la acción integral concebida como un reset automático.

La función de transferencia del proceso es $G(s) = (s + 1)^{-3}$ la ganancia del controlador es $K = 3$ y el tiempo integral es $T_i = 2$. El diagrama superior muestra la referencia $y_{ss} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores del tiempo derivativo T_d . El diagrama inferior muestra la señal de control u para los respectivos valores del tiempo derivativo.

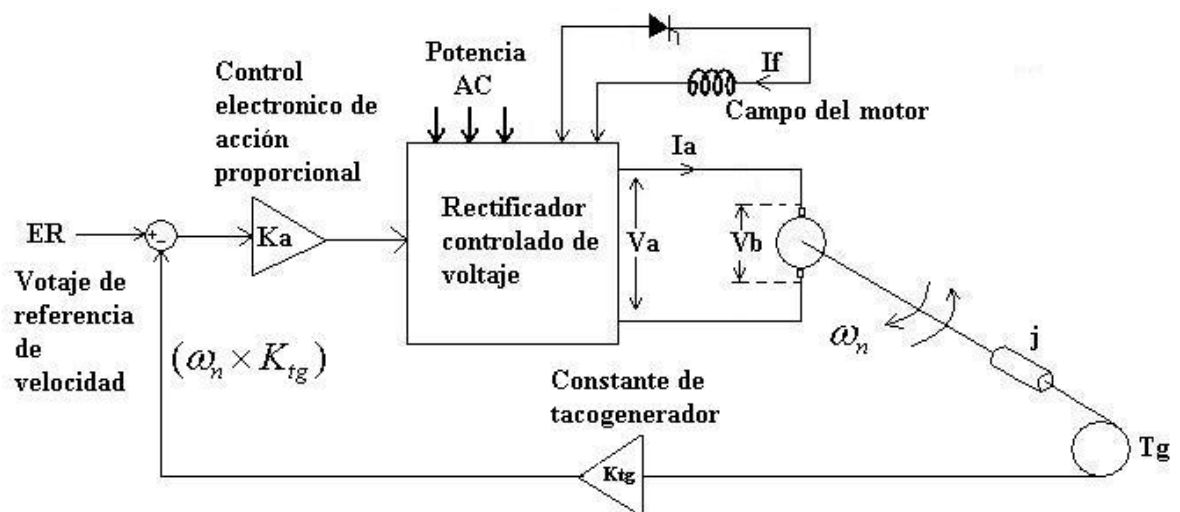
3. EJECUCION DEL PROYECTO

3.1 INTRODUCCION

Este es uno de los métodos con mayor éxito para el control de velocidad de motores DC. Este método consiste en la variación del voltaje aplicado a los terminales de armadura.

El análisis de este tipo de modelos de control incluye los transitorios eléctricos en el circuito de armadura y la dinámica de la carga movida por el motor. La figura muestra un control de velocidad utilizando el control de voltaje de armadura de un motor con excitación independiente [1].

Figura 42 Esquema representativo del control de velocidad a implementar.



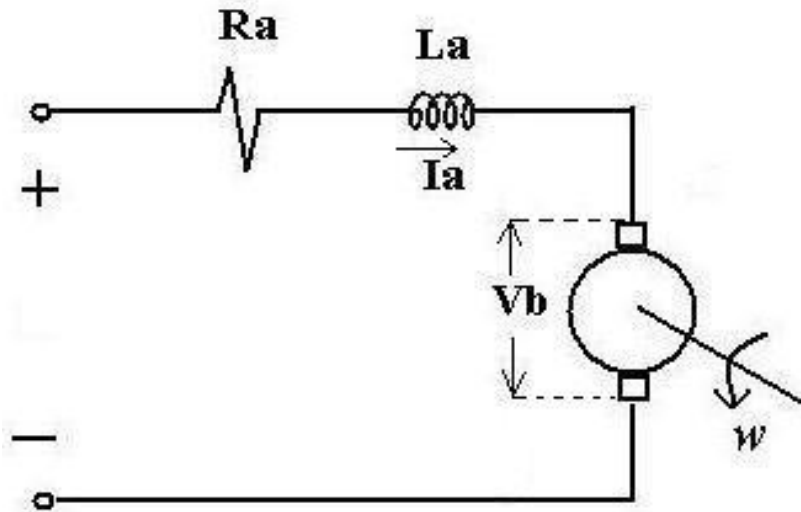
Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

La velocidad del motor se mide utilizando un tacogenerador. Esta se compara con un voltaje de referencia. El voltaje de error $E(t)$ es amplificado y conforma la entrada del sistema de control, el cual opera sobre el control de potencia del motor, controlando el voltaje de armadura V_b de este. El control está constituido por un rectificador controlado SCR [1].

3.2 DETERMINACION DEL MODELO MATEMATICO DEL MOTOR DC

El siguiente modelo corresponde a la función de transferencia de un motor DC controlado por voltaje de armadura sin despreciar la fricción, la inductancia y la resistencia del bobinado de armadura y la inercia mecánica [1].

Figura 43 Circuito equivalente del motor DC.



Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

La Figura 43 muestra el circuito equivalente de un motor DC con excitación independiente. De este circuito se puede extraer la ecuación eléctrica del motor.

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) + v_b(t) = v_a(t) \quad (41)$$

$$\frac{d\theta(t)}{dt} K_b = v_b(t) \quad (42)$$

En la ecuación (42), $\theta(t)$ es la posición del motor en el tiempo, por lo cual $\frac{d\theta}{dt}$ será la velocidad de este. K_b Es la constante de generación del motor.

$$K_b = K_m \quad (43)$$

K_m Es la constante mecánica del motor.

La siguiente es la ecuación mecánica del motor:

$$j \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} + f \frac{d\theta(t)}{dt} = T(t) \quad (44)$$

$$T = i_a(t) K_m \quad (45)$$

De la ecuación eléctrica, pasando al dominio de la frecuencia:

$$S L_a I_a(S) + R_a I_a(S) + V_b(S) = V_a(S) \quad (46)$$

Y la mecánica:

$$jS^2 \theta(S) + fS \theta(S) = I_a(S) K_m \quad (47)$$

Despejando $I_a(S)$

$$I_a(S) = \frac{jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)}{K_m} \quad (48)$$

Reemplazando (6) en (4):

$$L_a S \left(\frac{jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)}{K_m} \right) + R_a \left(\frac{jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)}{K_m} \right) + V_b(S) = V_a(S) \quad (49)$$

$$L_a S (jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)) + R_a (jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)) + K_m V_b(S) = K_m V_a(S) \quad (50)$$

Reemplazando (2) en (8):

$$(L_a S + R_a)(jS^2 \theta(S) + fS \theta(S)) + K_b S \theta(S) K_m = V_a(S) K_m \quad (51)$$

$$[(L_a S + R_a)(jS^2 + fS) + K_b K_m S] \theta(S) = V_a(S) K_m \quad (52)$$

$$\frac{\theta(S)}{V_a} = \frac{K_m}{[(L_a S + R_a)(jS^2 + fS) + K_b S K_m]} \quad (53)$$

$$\frac{\theta(S)}{V_a} = \frac{K_m}{S[(L_a S + R_a)(jS + f) + K_b K_m]} \quad (54)$$

$$\frac{S\theta(S)}{V_a} = \frac{K_m}{[(L_a S + R_a)(jS + f) + K_b K_m]} \quad (55)$$

$$\frac{\dot{\theta}(S)}{V_a} = \frac{K}{jL_a S^2 + jSR_a + fL_a S + fR_a + K^2} \quad (56)$$

La ecuación (53) y la ecuación (56) representan las funciones de transferencia de la posición y velocidad con respecto al voltaje de armadura, respectivamente.

3.3 ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS DE MOTOR DC

3.3.1 PARÁMETROS A MEDIR

La siguiente lista corresponde a cada uno de los parámetros a medir para la obtención del modelo.

- Resistencia de armadura
- Inductancia de armadura
- Constante de fuerza contra electromotriz
- Coeficiente de fricción viscosa
- Momento de inercia

3.3.2 MATERIAL Y EQUIPO REQUERIDO

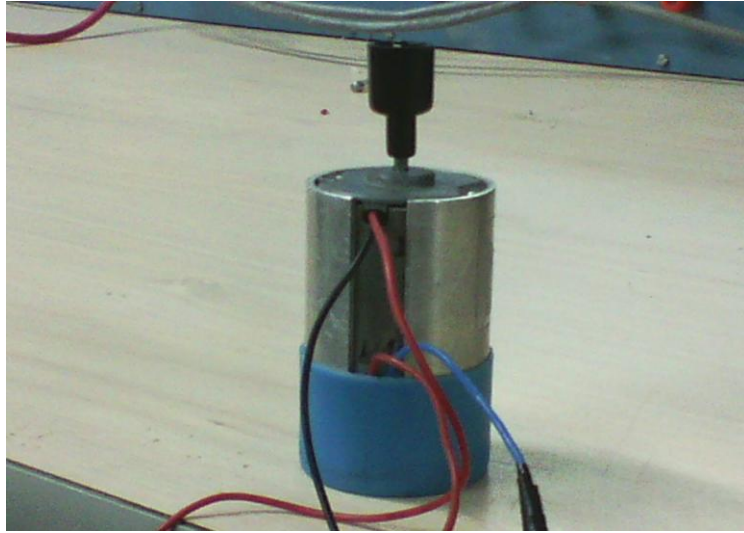
Los materiales a emplear para realizar las pruebas son los siguientes:

- Motor DC
- Generador (se usa máquina del laboratorio)
- Amperímetros
- Voltímetro
- Tacómetro
- Reóstatos

3.3.2.1 MOTOR DC

El motor que se utiliza para realiza el proyecto es el que se presenta a continuación:

Figura 44 Motor 12V DC.



Fabricado por la empresa Bühler motor, su principal característica es que posee un taco generador acoplado a él, lo cual nos facilita el censado del parámetro de velocidad de la máquina.

3.3.3 MEDICIÓN DE RESISTENCIA ARMADURA (R_a)

La resistencia de armadura se obtiene midiendo directamente en la armadura del motor con un voltímetro y al promediar las muestras se obtuvo un valor igual a $5,4\Omega$. Se encontró un factor que correlaciona dicha medida con el valor real de la armadura dependiendo el tamaño del motor y dimensiones del motor. En este caso el factor es del 10% lo cual arroja como resultado una resistencia de armadura igual a $0,54\Omega$

$$R_a = 0,54\Omega$$

3.3.4 MEDICIÓN DE INDUCTANCIA DE ARMADURA (L_a)

Para medir la inductancia de armadura del motor, se lleva a cabo el siguiente procedimiento:

Se conecta el devanado de armadura de la maquina en serie con un amperímetro y un reóstato. Se alimenta la bobina con tensión AC y variando el reóstato a diferentes valores se obtienen datos de tensión y corriente en el devanado. Nuevamente se emplea la ley de ohm para obtener la inductancia. [13]

Ley de ohm:

$$Z = \frac{V}{I} \rightarrow L = \frac{\sqrt{Z^2 - R^2}}{2\pi F} \quad (57)$$

Tabla 1 Datos obtenidos mediante la prueba de inductancia.

Corriente(I)	Tensión(V)	Impedancia(Za)
0,59	5,4	9,15
0,65	6	9,23
0,84	7,3	8,69
0,91	8	8,79
1	9	9
1,2	10,2	8,5
1,4	11	7,5
1,5	12	8

Za= 8,6Ω

Se tiene:

R= 0,54Ω

F= 60Hz

Z= 8,6Ω

Aplicando formula:

La= 0,023H

3.3.5 MEDICIÓN DE CONSTANTE DE FUERZA CONTRA ELECTROMOTRIZ (Kb)

Para determinar el valor de la constante Kb se usa el hecho de que en estado permanente:

$$V_{in} = R_a I_a + E_g \quad (58)$$

$$V_{in} = R_a I_a + K_b \omega_n \quad (59)$$

$$K_b = \frac{V_{in} - R_a I_a}{\omega_n} \quad (60)$$

Para calcular dicha constante se realizan mediciones de la maquina operando a diferentes valores de tensión y por lo tanto diferentes velocidades. Se toman datos de voltaje, corriente y velocidad. [12]

Tabla 2 Datos obtenidos mediante la prueba de constante electromotriz.

Tensión(V)	Corriente(I)	Velocidad (RPM)	Velocidad (Rad/s)	Kb(V/rad/s)
5	0,14	1474	154,33	0,03191
6	0,15	2000	209,4	0,02827
7	0,15	2700	282,69	0,02448
8	0,15	3000	314,1	0,02521
9	0,16	3500	366,45	0,02433
10	0,16	4000	418,8	0,02367
11	0,16	4600	481,62	0,02266
12	0,17	5500	575,85	0,02068

El Kb resultante será el promedio de los datos obtenidos.

$$K_b = 0,02515 \text{ [V/rad/s]}$$

Una vez se obtiene la constante electromotriz Kb, se determina directamente la constante mecánica a través de la siguiente relación.

$$K_b = K_m \left[\frac{N.m}{A}; \frac{V}{rad/s} \right] \quad (61)$$

3.3.6 CALCULO DE COEFICIENTE DE FRICCIÓN VISCOSA (B)

Para calcular el coeficiente de fricción viscosa se parte de la ecuación:

$$J \frac{d\omega_n}{dt} = K_b I_a - B \omega_n \quad (62)$$

Recordando que en estado estable:

$$J \frac{d\omega_n}{dt} = 0 \quad (63)$$

Despejando B de la ecuación principal, el resultante es:

$$B = \frac{K_b I_a}{\omega_n} \quad (64)$$

De la tabla anterior se obtienen los parámetros para determinar el valor de la constante de fricción viscosa.

$$B = \frac{(0,02515)(0,155)}{350,405} = 0,011125E - 3 [N - m/rad/s] \quad (65)$$

3.3.7 CALCULO DE LA CONSTANTE DE INERCIA (J)

Para calcular la constante de inercia del motor, primero se requiere hallar la constante de tiempo τ_m la cual se estima como un tercio del tiempo que transcurre entre desconectar la alimentación del motor y su detención. Para ello se tomó diferentes tiempos de parada de la máquina a velocidad nominal para así hallar dicha constante. [12]

Tabla 3 Datos obtenidos mediante la prueba de constante de inercia.

Tiempo de parada (s)	Tiempo de parada(ms)	τ_m (ms)
0,99	990	330
0,99	990	330
0,85	850	283,33
0,67	670	223,33
0,58	580	193,33
0,85	850	283,33
0,58	580	193,33
0,85	850	283,33
0,94	940	330,33
0,99	990	330

Al promediar los datos obtenidos se obtiene:

$$\tau_m = 276,33\text{ms}$$

La inercia del motor se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (66)$$

Como ya se conocen valores de la constante de tiempo y el coeficiente de fricción viscosa, sólo se despeja la inercia del motor de la ecuación dando como resultado la siguiente ecuación donde se sustituyen los valores.

$$J = \tau_m \cdot B \quad (67)$$

$$J = (276,33)(0,011125E - 3) = 3,074E - 3 \text{ Kg} - m^2$$

Tabla 4 Parámetros del motor obtenidos.

Nombre	Parámetros	Unidades
resistencia de armadura	Ra	0,54
inductancia de armadura	La	0,023H
Constante de fuerza contra electromotriz	Kb	0,02515V/rad/s
coeficiente de fricción viscosa	B	0,011125E-3N-m/rad/s
inercia del motor	J	3,074E-3Kg-m ²

3.3.8 RESPUESTA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO SIN CARGA Y SIN CONTROL UTILIZANDO EL MATLAB.

Con los parámetros previamente calculados se procede a determinar la respuesta del sistema en lazo abierto a través del programa matlab.

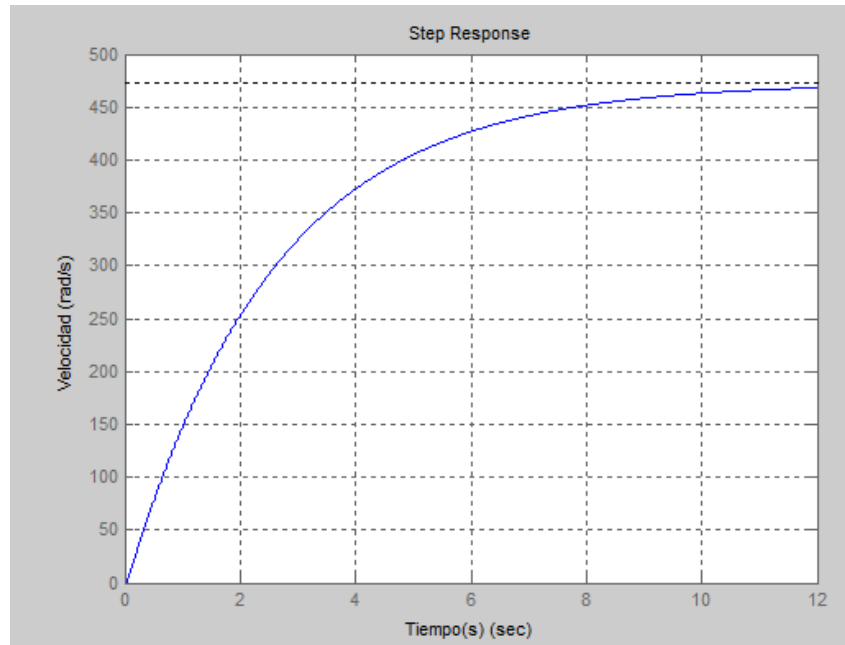
Programa en el editor:

```

Va=12;
J=0.003074; %Inercia mecánica
f=0.000011125; %Fricción viscosa de los rodamientos
K=0.02515; %Constante mecánica del motor
R=0.54; %Resistencia del circuito de armadura
L=0.023; %Inductancia del circuito de armadura
num=K;
den=[(J*L) ((J*R)+(L*f)) ((f*R)+K^2)];
t=0:0.001:12;
step(Va*num,den,t)
xlabel('Tiempo(s)');
ylabel('Velocidad (rad/s)')
grid on

```

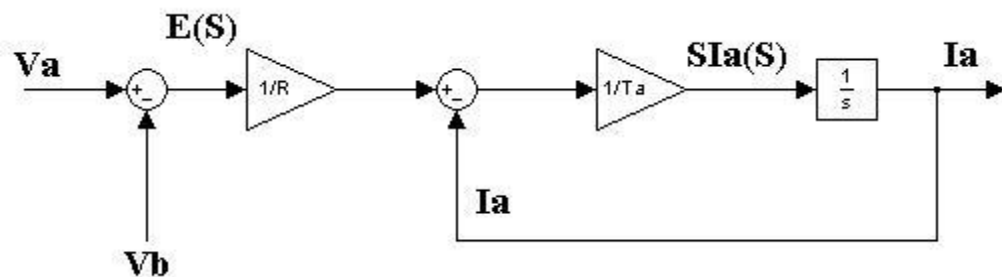
Figura 45 Respuesta del sistema a 12 V lazo abierto.



Se puede observar que al excitarse el motor, el sistema alcanza una velocidad de 475 rad/s con un tiempo de establecimiento de 12 s aproximadamente.

3.4 MODELO MATEMÁTICO Y SIMULACIÓN A PARTIR DE LOS DATOS DE PLACA DEL MOTOR (fricción despreciable)

Figura 46 Esquema inicial de bloques del proceso.



En un motor con una corriente de campo i_f constante la relación entre: El par electromagnético y la corriente de armadura es:

$$T = K_m I_a \tag{68}$$

Donde

$$K_m = K_f \times I_f \times I_a$$

69

$K_m = \text{constante}$

En el sistema de unidades MKS la constante K_m (constante mecánica del motor) viene dada en N-m.

La constante K_m en la ecuación (69) del par electromagnético es igual a la constante K_b que relaciona el voltaje generado en los terminales del motor con la velocidad en el eje del motor [1].

Si

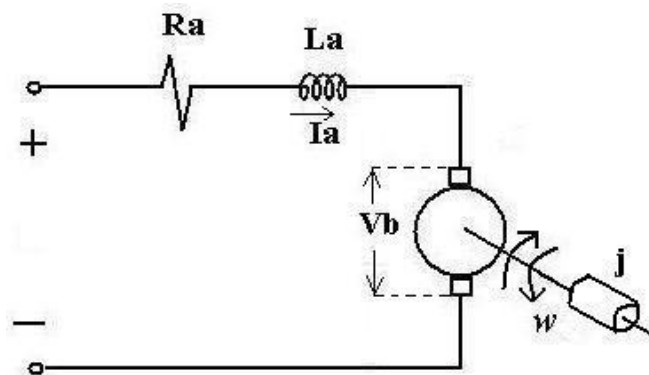
$$v_b = K_b \omega_n \text{ (voltios)} \quad (70)$$

Entonces como $K_b = K_m$

$$v_b = K_m \omega_n \quad (71)$$

Las unidades de K_b vienen dadas en voltios-segundos/radianes.

Figura 47 Circuito equivalente del devanado de armadura motor DC.



Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

De la figura47 puede escribirse la siguiente ecuación:

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) + v_b(t) = v_a(t) \quad (72)$$

De aquí

$$\frac{L_a}{R_a} \frac{di_a(t)}{dt} = \frac{v_a(S) - v_b(S)}{R_a} - i_a(S) \quad (73)$$

Entonces

$$\frac{SI_a(S)}{\frac{V_a(S) - V_b(S)}{R_a} - I_a(S)} = \frac{1}{\frac{L_a}{R_a}} = \frac{1}{\tau_a} \quad (74)$$

Donde V_a es la fuente de voltaje, V_b es la fuerza electromotriz, R_a y L_a son respectivamente la resistencia de armadura y la inductancia de armadura del motor y

$\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$ es la constante de tiempo del circuito eléctrico del motor.

El par electromagnético en el eje del motor, relaciona la inercia total del motor, el par de la carga y la fricción viscosa [1].

La dinámica de la parte mecánica se obtiene resolviendo la siguiente ecuación:

Si se considera en primera instancia la fricción f despreciable se puede escribir que:

$$T(t) = j\dot{\omega} + f\omega + T_L \quad (75)$$

$$K_m I_a = j\dot{\omega}_n + f\omega + T_L \quad (75b)$$

Donde

j = momento de inercia total

T_L = par de la carga

ω_n = velocidad nominal

f = fricción viscosa

Se divide la ecuación 75b por j se desprecia la fricción, se tiene:

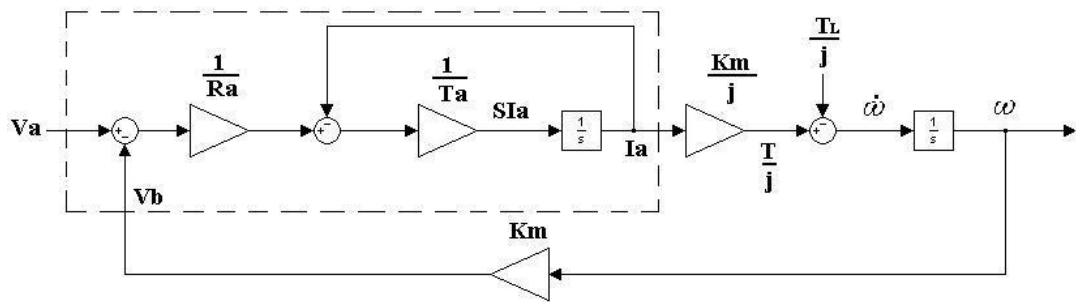
$$\frac{K_m I_a}{j} = \dot{\omega}_n + \frac{T_L}{j} \quad (76)$$

$$\dot{\omega}_n = \frac{T}{j} - \frac{T_L}{j} \quad (77)$$

$$\frac{T}{j} = \dot{\omega}_n + \frac{T_L}{j} \quad (78)$$

De las ecuaciones (72) a (77) se puede desarrollar el siguiente esquema o modelo de bloques del motor

Figura 48 Modelo de bloques del proceso una vez agrupadas las ecuaciones (4) y (10).

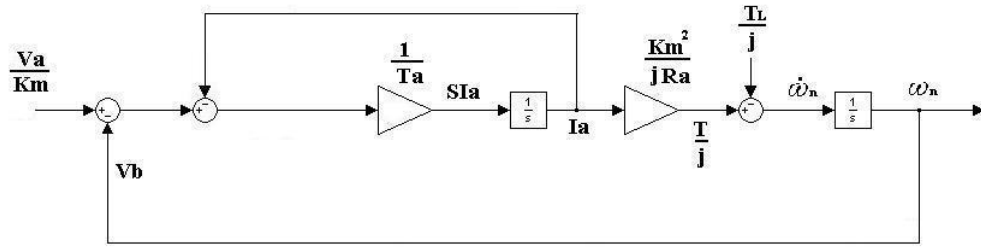


Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

Donde V_a y $\frac{T_L}{j}$ son la entrada del modelo y donde la ecuación (73) nos permite describir la parte de entrada punteada del modelo, el resto del modelo esta descrito por las ecuaciones (75) a (77) [1].

Dividiendo a V_a por K_m permite restablecer una realimentación unitaria. Siempre y cuando K_m también aparezca en la trayectoria directa. Agrupando las constantes en una sola se obtiene el siguiente diagrama de bloques [1].

Figura 49 Diagrama de bloques después de agrupar las constantes.

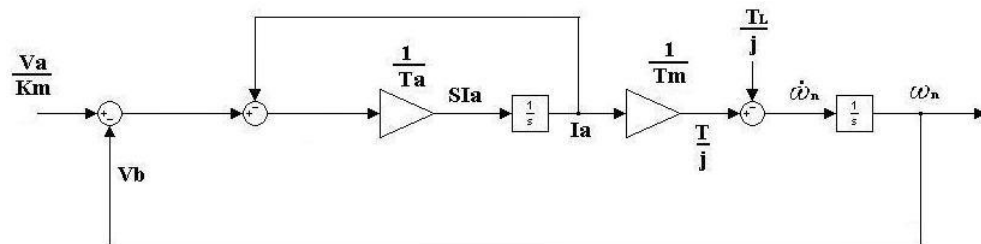


Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

Donde la constante de tiempo inercial es: $\frac{jR_a}{K_m^2}$, que depende de la inercia de la carga y de la maquina interpretada físicamente, la relación $\frac{v_a}{K_m}$ es el voltaje de alimentación en estado estacionario, por último el par de la carga siempre va a ser función de la velocidad.

Teniendo en cuenta estas consideraciones se puede reescribir el modelo anterior como sigue. En el siguiente diagrama se tiene en cuenta todas las consideraciones arriba señaladas [1].

Figura 50 Diagrama de bloques equivalente a la etapa del proceso.

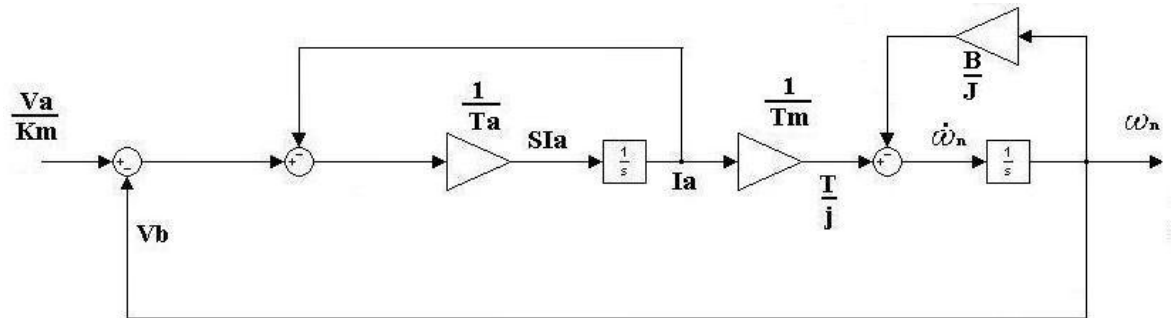


Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

El par de la carga es proporcional a la velocidad y B una constante de proporcionalidad que relaciona estas dos variables de tal forma que se puede escribir la siguiente ecuación $T_L = B\omega_n$, B constituye el par acelerador y es un factor de aceleración que debe vencer la inercia j para que se genere un aumento de velocidad. Se puede decir que B es una constante que corresponde a la inclinación de la curva de velocidad. En el punto de operación B es constante. El parámetro $\frac{j}{B}$ tiene el mismo efecto que el factor de

amortiguamiento (amping-ratio) de los sistemas dinámicos de 2º orden, reemplazando a T_L por $\frac{B}{j}$ en el diagrama se obtiene el siguiente diagrama [1].

Figura 51 Diagrama de bloques después de implementar.



Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

El primer lazo de control formado por $\frac{1}{T_a}$ y $\frac{1}{S}$ se puede reescribir como:

$$G(S) = \frac{\frac{1}{T_a} \frac{1}{S}}{1 + \frac{1}{T_a} \frac{1}{S}} = \frac{1}{T_a S + 1} \quad (79)$$

El segundo lazo de control formado por $\frac{1}{T_a}$ y $\frac{1}{S}$ se puede reescribir como:

$$G(S) = \frac{1}{(T_a S + 1) \left(S + \frac{B}{j} \right) T_m + 1} \quad (80)$$

La ecuación característica del sistema es la siguiente

$$T_m (T_a S + 1) \left(S + \frac{B}{j} \right) + 1 = 0 \quad (81)$$

Dividiendo todo por $T_m T_a$ se tiene

$$\left(S + \frac{1}{T_a}\right)\left(S + \frac{B}{j}\right) + \frac{1}{T_a T_m} = 0 \quad (82)$$

$$S^2 + S \frac{B}{j} + S \frac{1}{T_a} + \frac{B}{j T_a} + \frac{1}{T_a T_m} = 0 \quad (83)$$

$$S^2 + S \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_a}\right) + \frac{1}{T_a} \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right) \quad (84)$$

De la ecuación canónica de segundo (84) orden se tiene:

$$\omega_n^2 = \frac{1}{T_a} \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right) \quad (85)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{T_a} \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right)} \quad (86)$$

Por otro lado

$$2\xi\omega_n = \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right) \quad (87)$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n} \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right) \quad (88)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{T_a} \left(\frac{B}{j} + \frac{1}{T_m}\right)} \quad (89)$$

Para motores pequeños se considera a $\frac{B}{j}$ despreciable por lo que se puede escribir:

$$\xi = \frac{\frac{1}{T_a}}{2\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}} = \frac{1}{2T_a\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}} \quad (90)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}}{2T_a\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}} \times \sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}}{\frac{2T_a}{T_a T_m}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_a T_m}}}{\frac{2}{T_m}} = \sqrt{\frac{1}{\frac{4}{T_m^2}}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{T_m}{T_a}} \quad (91)$$

3.4.1 SIMULACIÓN

Se determina el modelo del motor con carga y sin carga; en diagrama de bloques y simula utilizando el MATLAB.

Si se tienen los parámetros calculados anteriormente, de estos datos se pueden obtener los parámetros restantes así:

Se tiene que $P=100w$ y $\omega=575.85 \text{ rad/s}$

$$T = \frac{P}{\omega} = 0.1737 Nm$$

$$B = \frac{T}{\omega} = 0.000302$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a} = 0.0426$$

$$\frac{1}{T_a} = 23.4783$$

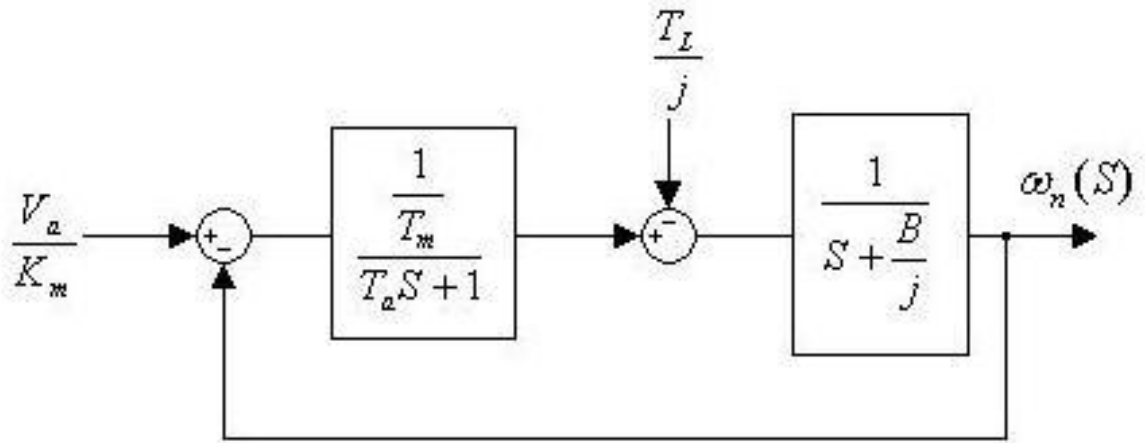
$$T_m = j \frac{R_a}{K_m^2} = 2.6244s$$

$$\frac{1}{T_m} = 0.3810$$

$$\frac{B}{j} = 0.1$$

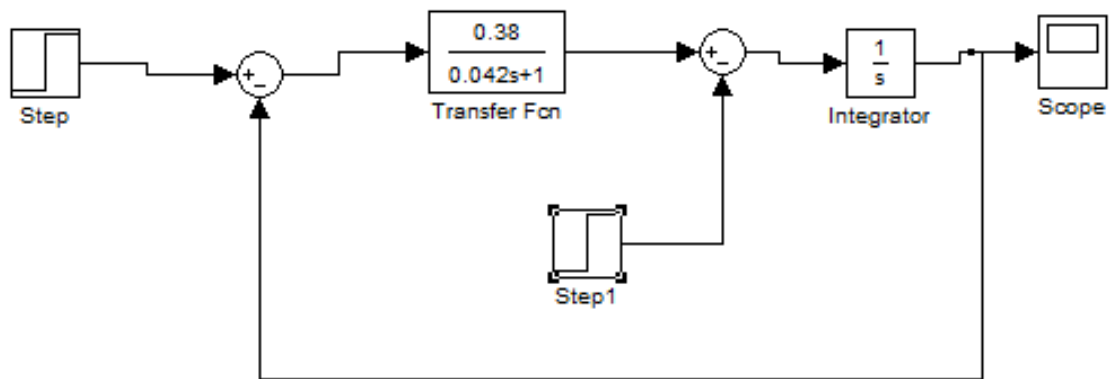
El modelo del motor a simular es el siguiente

Figura 52 Esquema de bloques a simular en matlab.



Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

Figura 53 Simulación diagrama de bloques en matlab



Tomado de Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.

De la simulación se obtienen:

Figura 54 Respuesta del motor en vacío sin control y sin carga.

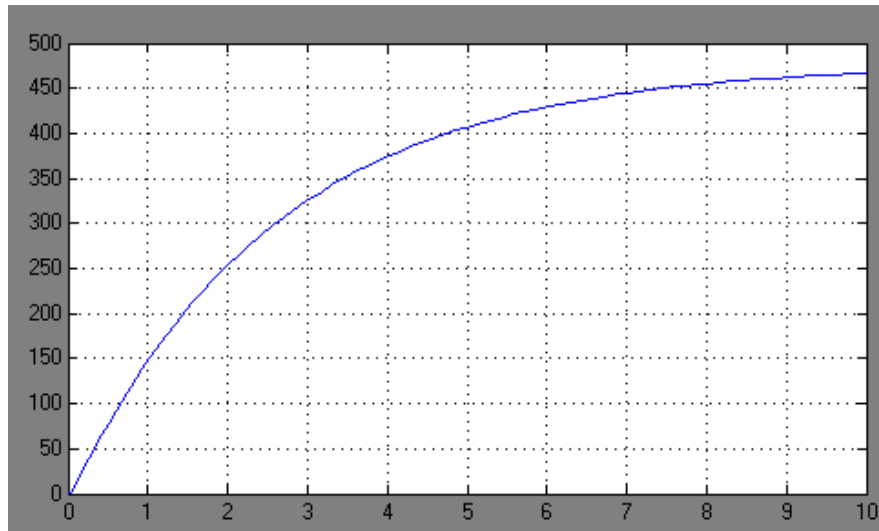
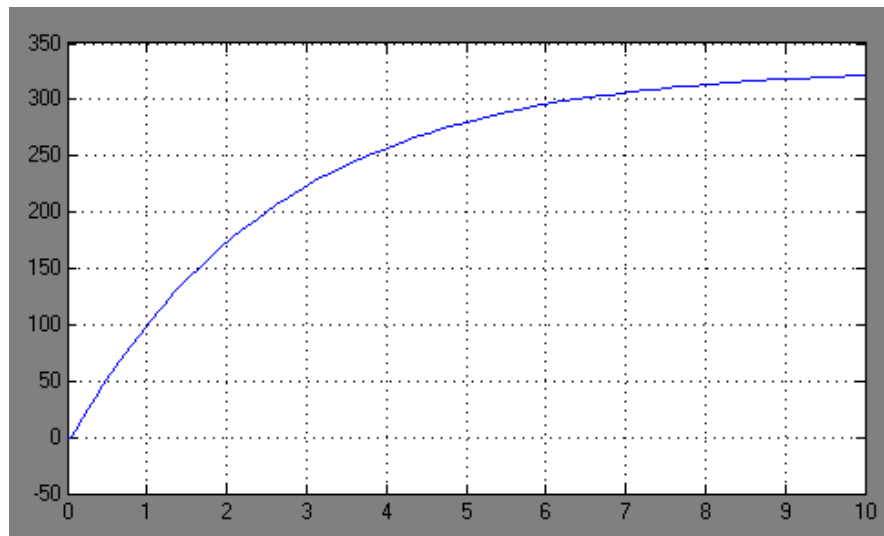


Figura 55 Respuesta del motor sin control y al 100% de la carga.



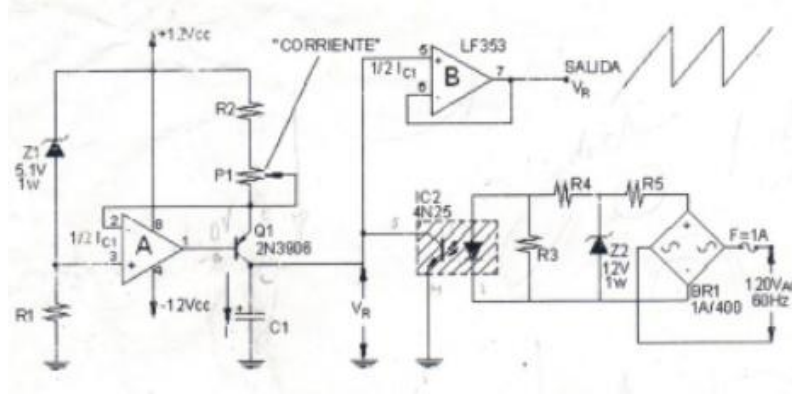
Como se aprecia en la figura 54, se observa que el motor alcanza su velocidad nominal sin al excitarse a 12V. sin embargo, en la figura 55 se observa que si se aplica una carga del 100% de par nominal a la máquina, la velocidad en un 67.3% aproximadamente.

3.4.2 CIRCUITO DE CONTROL

La etapa de control del proyecto corresponde a un conjunto de circuitos que juntos permiten detectar el cambio de velocidad del motor una vez aplicada una carga y corregir dicho cambio para obtener un comportamiento y una respuesta en la máquina deseada.

3.4.3 GENERADOR DE RAMPA

Figura 56 Circuito generador de rampa.



Materiales empleados en el montaje

- -4 diodos rectificadores 1A
- -resistencias: 4x1k Ω , 2x22k Ω
- -potenci3metro 10k Ω
- -condensador electrol3tico 0.1uf 50V
- -diodos zener: 1x12V 1W, 1x5.1V 1W
- -circuito integrado LM324
- -opto transistor 4n25
- -transistor 2n3906
- -fuente 12V DC
- -conexi3n a red 120V AC

Figura 57 Captura real rectificador de onda

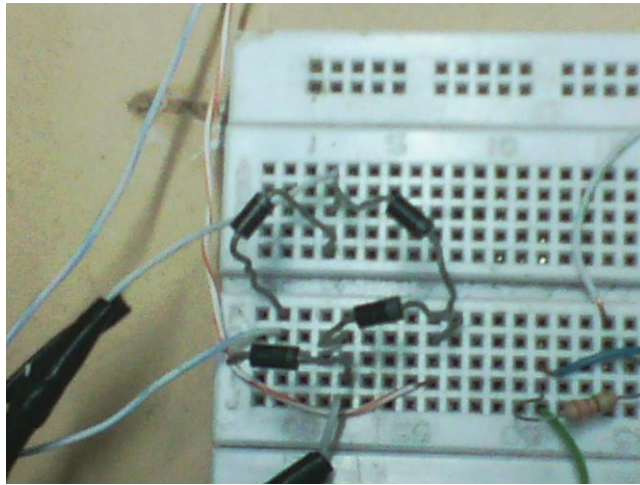
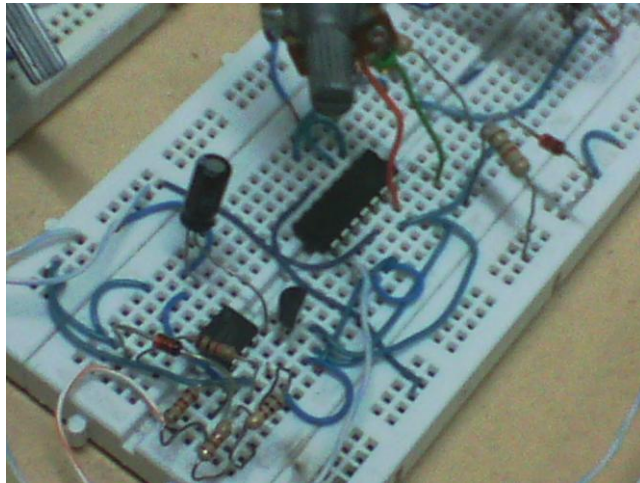


Figura 58 Captura real generador de rampa



Una onda diente de sierra es un tipo de onda no sinusoidal, la cual recibe su nombre porque su forma se asemeja a los dientes de una sierra. La convención de una onda diente de sierra es que esta se levanta ascendentemente y después cae bruscamente; sin embargo también existen señales diente de sierra que se levantan y caen de forma inversa y se conocen como onda de sierra invertida.

Un generador de rampa es un circuito que genera señales del tipo diente de sierra. Para su elaboración se hace uso de dispositivos electrónicos como amplificadores operacionales, diodos, resistencias y condensadores entre otros.

3.4.3.1 DESCRIPCIÓN EL CIRCUITO

Se conecta el circuito a la red de 60 Hz a una tensión de 120 VAC, pasa a través de un puente de diodos los cuales rectifican la onda, la resistencia R5 es preferiblemente grande para limitar la corriente que llega directamente de la red de alimentación.

La resistencia R4 y R3 funcionan como divisor de tensión para evitar que el zener se quemara. El diodo zener se polariza en inversa para que funcione como regulador de tensión y mantener constante la tensión que llega al opto transistor; cuando el diodo del opto transistor conduce, este activa el transistor creándose así una trayectoria de carga para el condensador, en este momento se obtiene una señal diente de sierra debido a la linealización del seguidor de tensión; la descarga del condensador es inmediata tanto así que se puede observar como una línea recta debido a que no hay una resistencia que controle la descarga.

El potenciómetro regula la descarga del condensador cuando el transistor PNP conduce es decir tengo un cero en su base y para que esto se cumpla, la tensión en la entrada negativa del comparador debe ser mayor a la de la entrada positiva; la tensión en este punto es el voltaje del zener menos el voltaje de referencia el cual está determinado por la resistencia R1

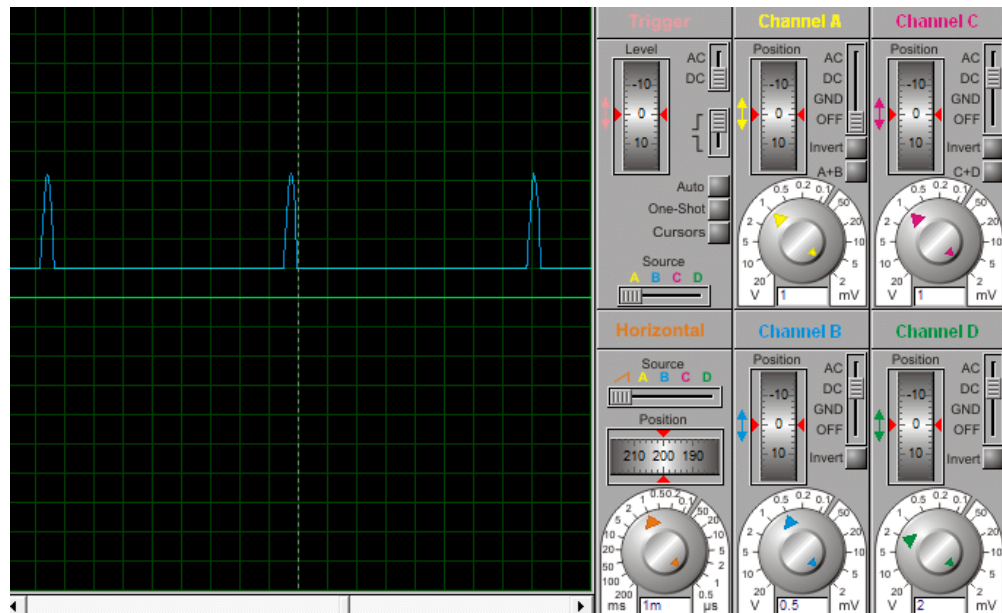
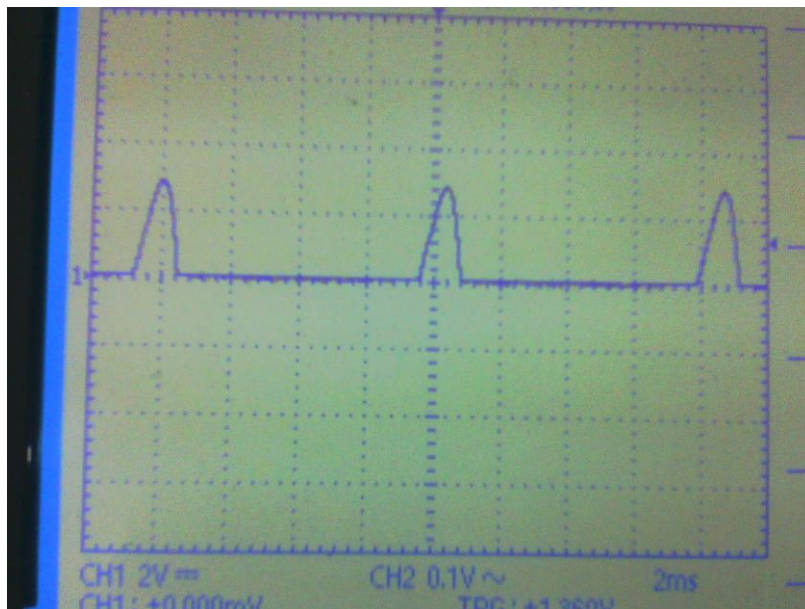


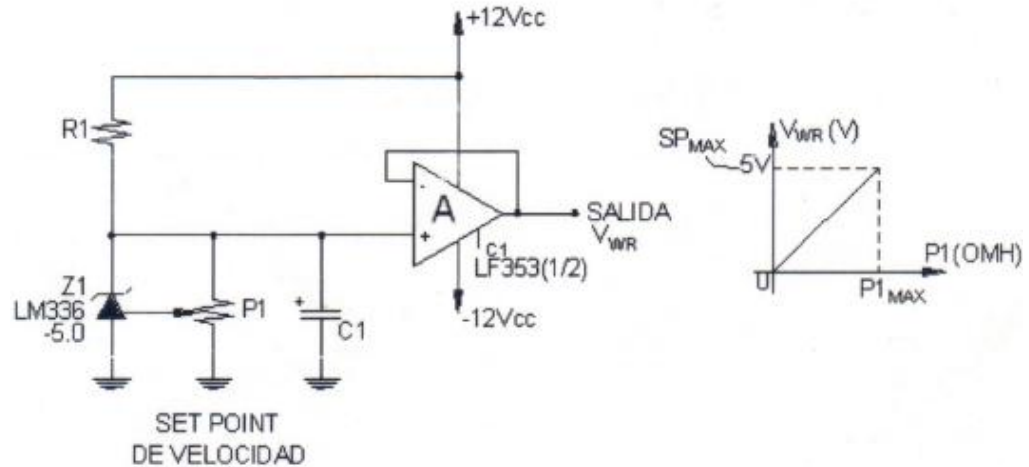
Figura 61 Captura real señal de rampa



De la Figura anterior se puede observar la respuesta del circuito, la cual es una señal de rampa que varía su amplitud dependiendo de la resistencia equivalente generada por el potenciómetro implementado en el circuito.

3.4.4 REFERENCIA DE VELOCIDAD AJUSTABLE

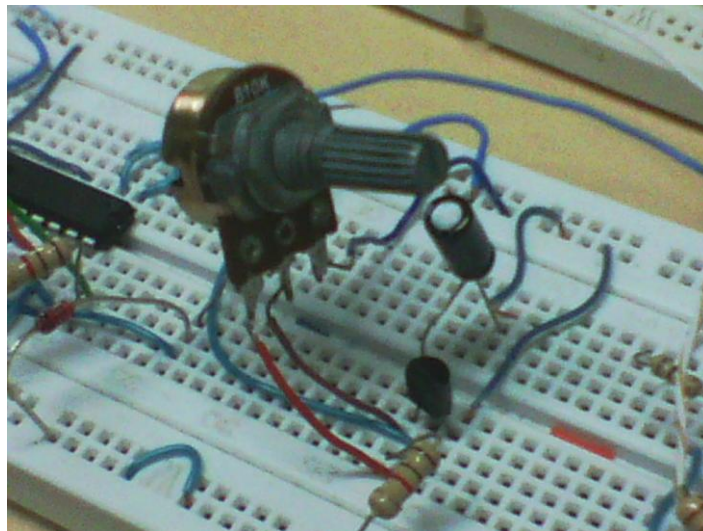
Figura 62 Circuito de referencia.



Materiales empleados en el montaje

- -resistencia 1k Ω
- -potenci3metro 10k Ω
- -LM336 (diodo de referencia de voltaje) 5V
- -condensador 0.1uf 50V
- -circuito integrado LM324
- -fuente 12V DC

Figura 63 Captura real circuito set point.



El circuito de referencia de velocidad es el encargado de generar un determinado valor de tensión que sirve como referencia comparable (set point) a la tensión entregada por el encoder (taco generador). Esta tensión de referencia representa el ajuste de velocidad ideal requerido para el motor.

3.4.4.1 DESCRIPCIÓN EL CIRCUITO

Se emplea una resistencia variable (potenciómetro) la cual se encarga de regular la tensión del zener ya que esta será la que obtenga en la entrada positiva del amplificador en configuración seguidor de tensión y por lo tanto en la salida (VWR).

3.4.4.2 SIMULACIÓN

Figura 64 Circuito referencia, simulación proteus

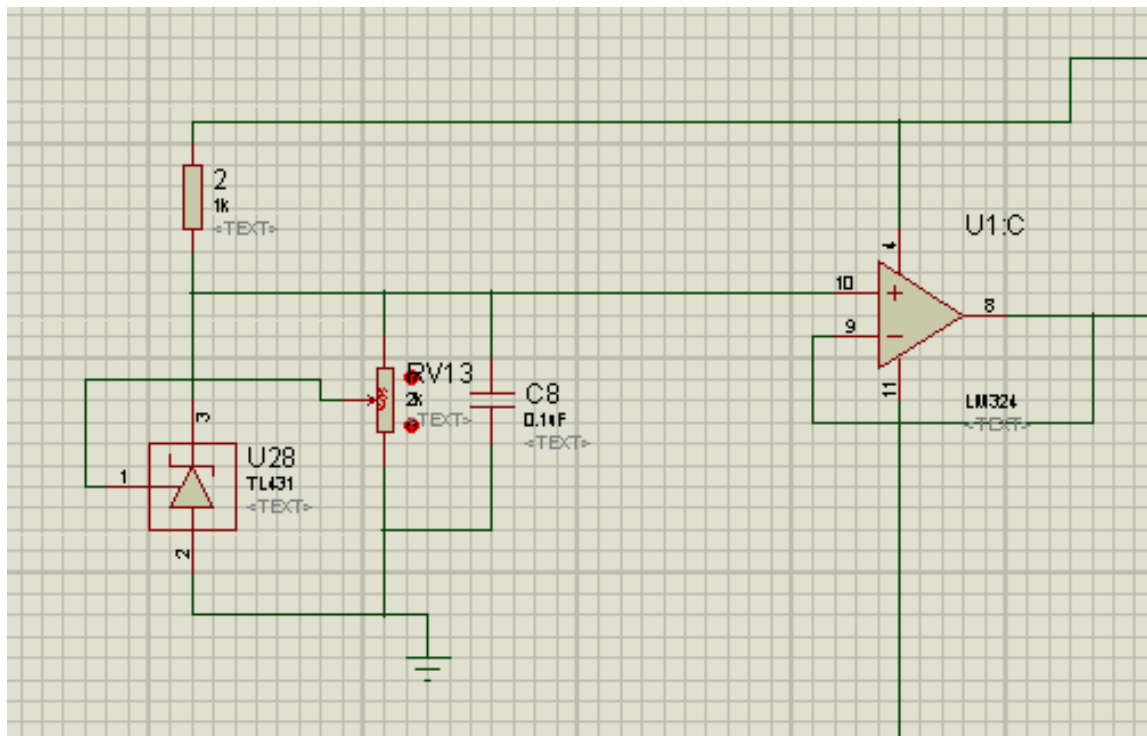


Figura 65. Simulación circuito de referencia, osciloscopio proteus. (Señal azul tensión de referencia, señal verde referencia 0V).

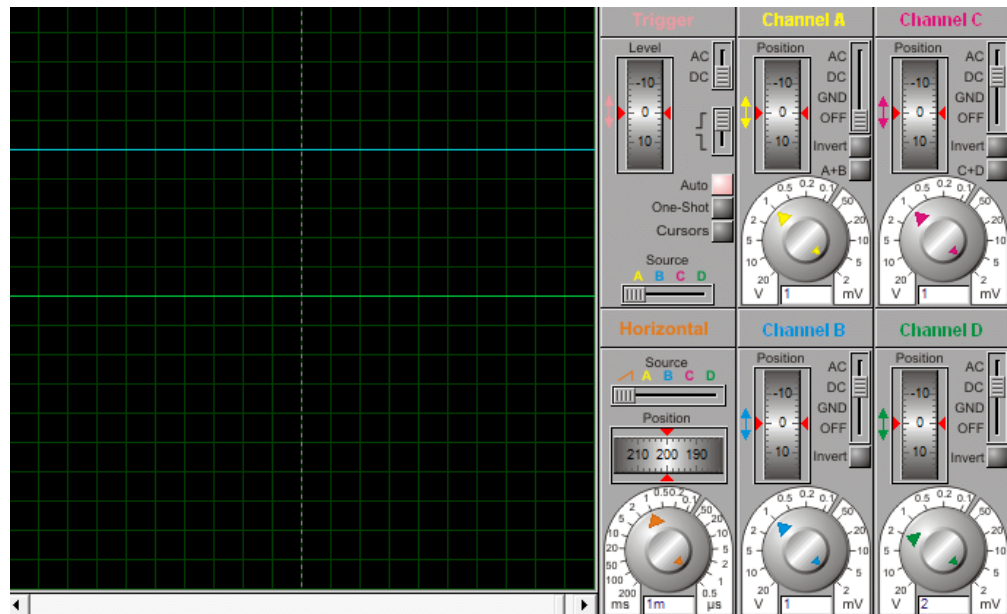
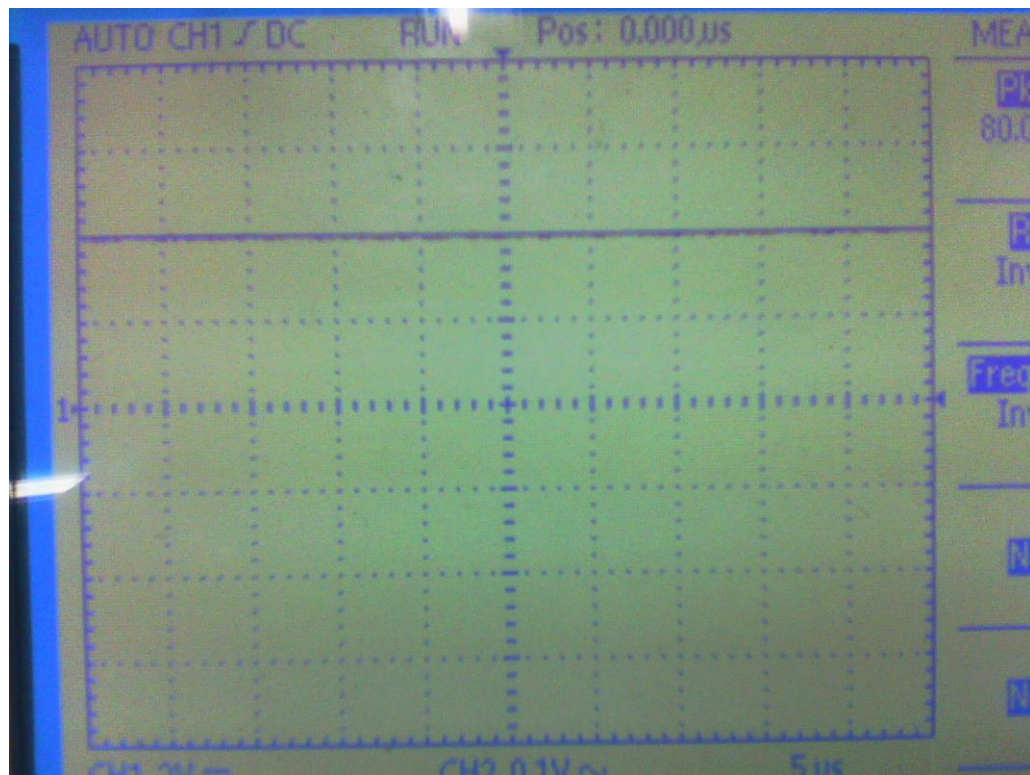
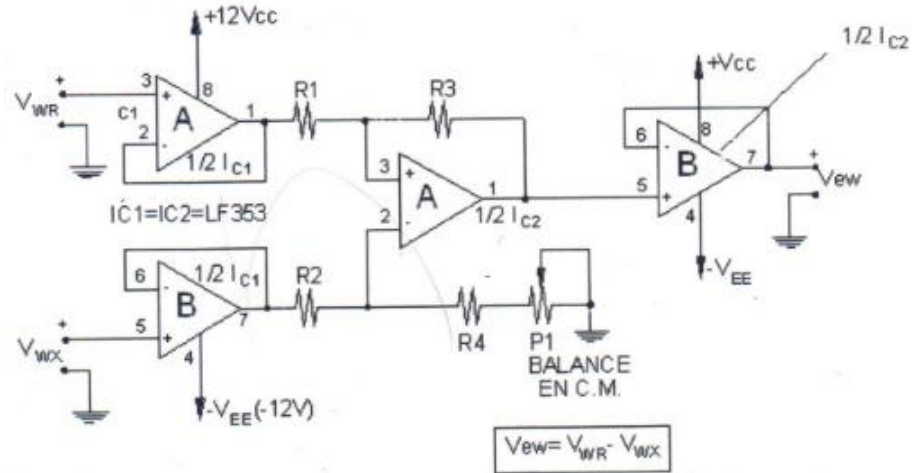


Figura 66 Captura set point.



3.4.5 NODO DE DIFERENCIA

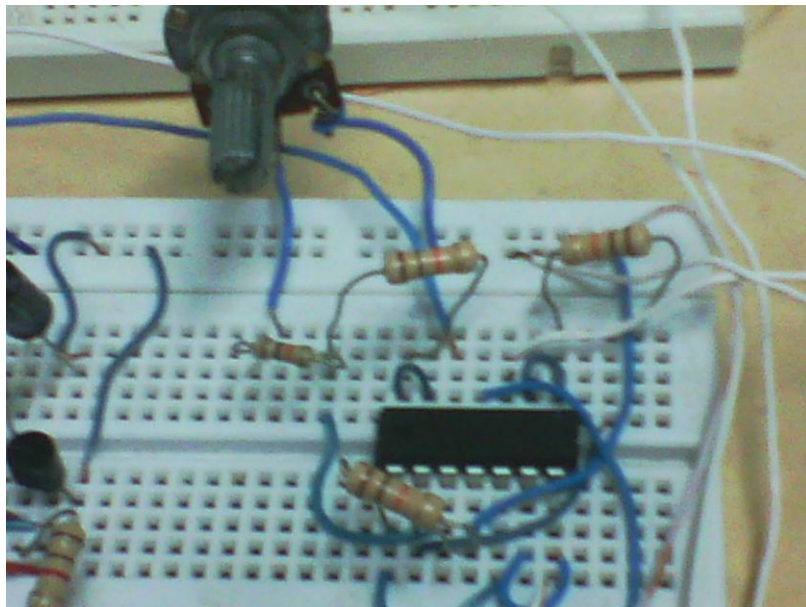
Figura 67 Circuito restador.



Materiales empleados en el montaje

- -circuito integrado LM324
- -resistencias 4x10kΩ
- -potenciómetro 10kΩ
- -fuente 12V DC

Figura 68 Captura real circuito restador



El nodo de diferencia es un circuito encargado de realizar comparación entre dos señales. En este caso, el circuito realiza la comparación entre la señal de referencia de velocidad y la señal entregada por el encoder; Para ello trabaja como un restador realizando dicha operación de resta entre la tensión de referencia y la tensión del encoder. En la salida de circuito la diferencia de tenciones nos entrega un valor de voltaje que representa una señal de error.

3.4.5.1 DESCRIPCIÓN EL CIRCUITO

Se tiene una tensión VWR la cual viene del set point y otra tensión VWX que viene de la interfaz de velocidad del taco generador, estas dos señales o tensiones llegan a un comparador del cual se obtiene en su salida la resta de ambas; la relación $R3/R1$ determina la ganancia del amplificador.

El seguidor de tensión se utiliza para eliminar ruidos que se puedan llegar a presentar y aísla el sistema impidiendo que se afecte la salida.

3.4.5.2 SIMULACIÓN

Figura 69 Circuito restador, simulación proteus.

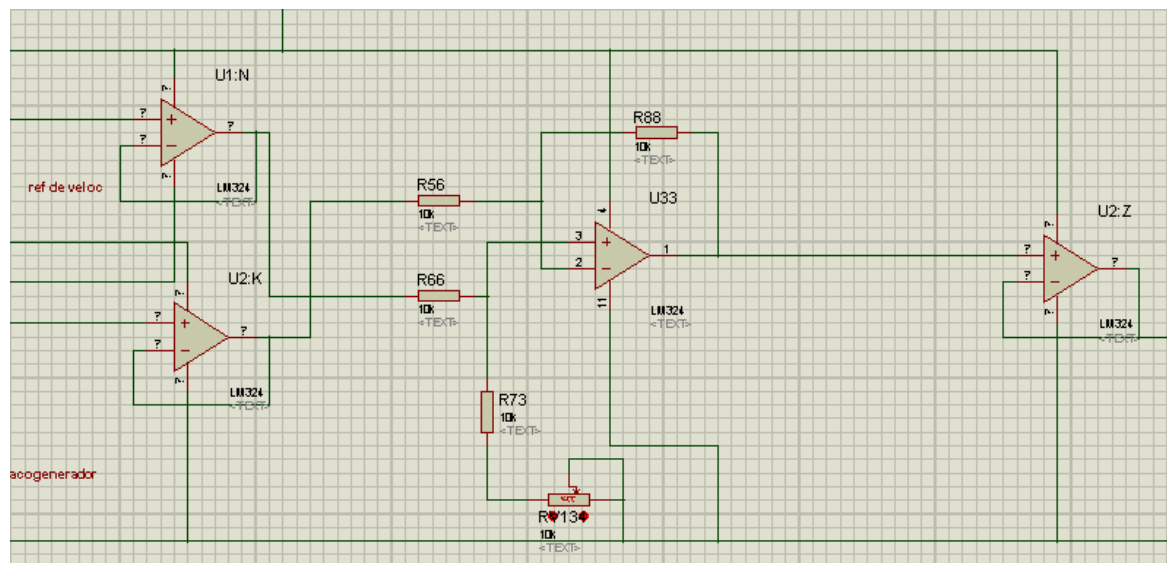


Figura 70 Simulación circuito restador, osciloscopio proteus.(señal azul tensión restador, señal verde 0V).

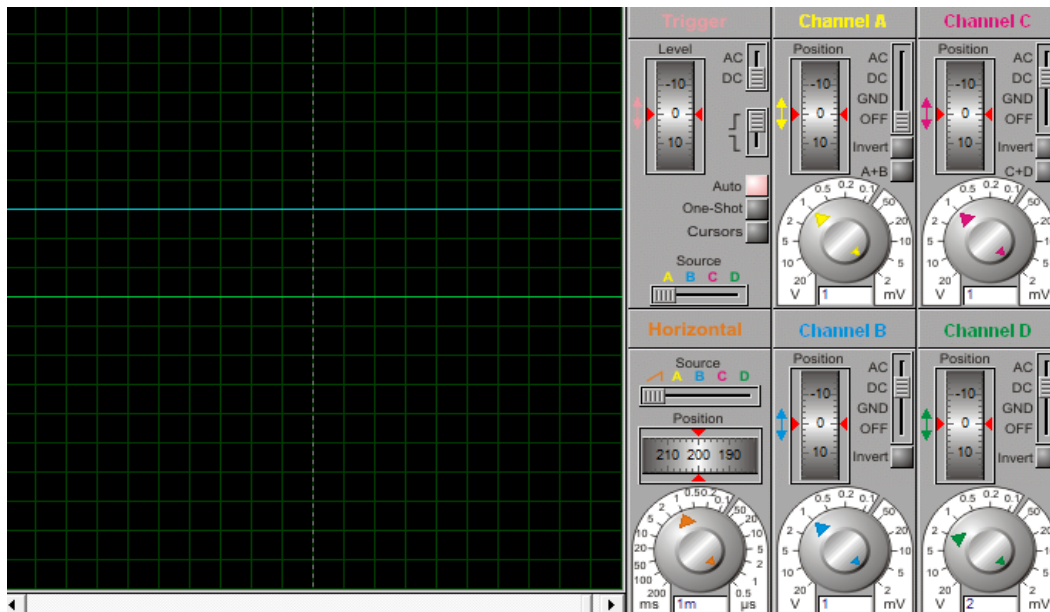
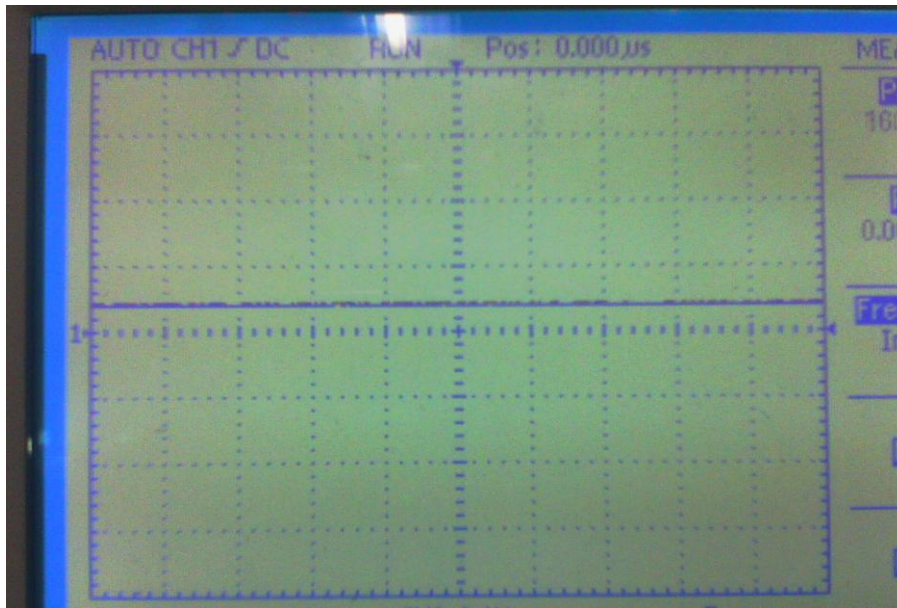
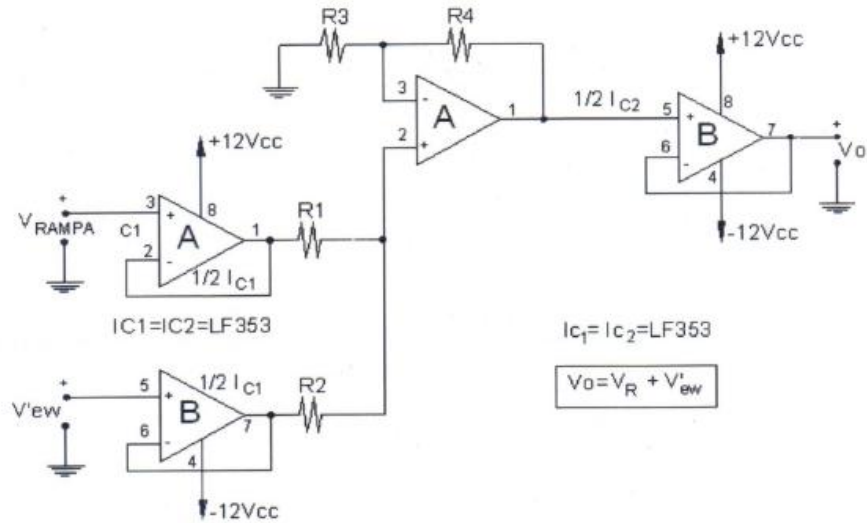


Figura 71 Captura circuito restador.



3.4.6 NODO DE SUMA

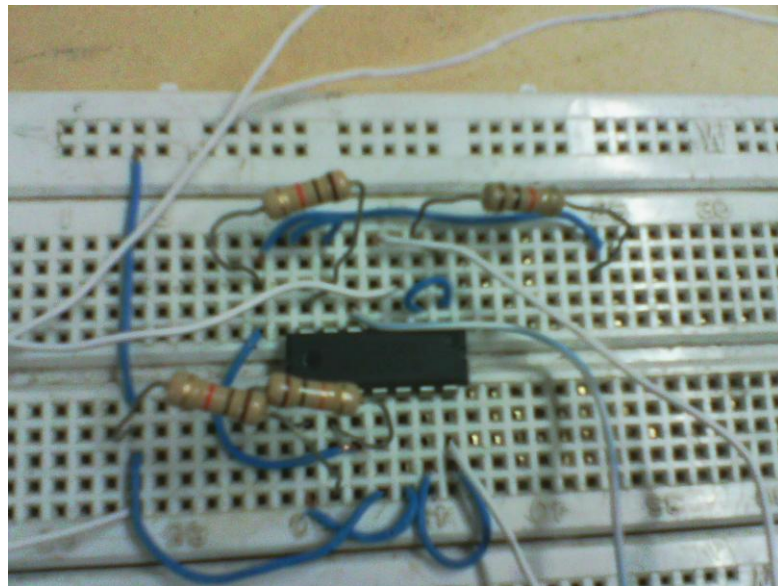
Figura 72 Circuito sumador.



Materiales empleados

- -circuito integrado LM324
- -resistencias 4x10k Ω
- -fuente 12V DC

Figura 73 Captura real circuito sumador.



El nodo de suma es un circuito encargado de realizar la suma entre dos señales. Para nuestro efecto se emplea para efectuar la suma entre la señal del circuito generador de rampa y la señal de error tratada por el PLC mediante el PID. La tensión de salida será una señal de rampa la cual partirá desde el valor de la señal DC y conservará la amplitud original del diente de sierra.

3.4.6.1 DESCRIPCIÓN EL CIRCUITO

Se tienen dos tensiones VR (rampa) y V'EW, manteniendo de igual magnitud las resistencias R1 y R2 se obtiene un promedio de las dos tensiones en la entrada positiva del amplificador operacional el cual tiene una ganancia determinada por la relación R3/R4. Finalmente se tiene un seguidor de tensión para eliminar posibles ruidos y demás perturbaciones en el sistema.

Se mantienen todas las resistencias iguales, la salida Vo no es más que la suma de la señal de rampa con la señal de rampa con la señal de salida del controlador.

3.4.6.2 SIMULACIÓN

Figura 74 Circuito sumador, simulación proteus.

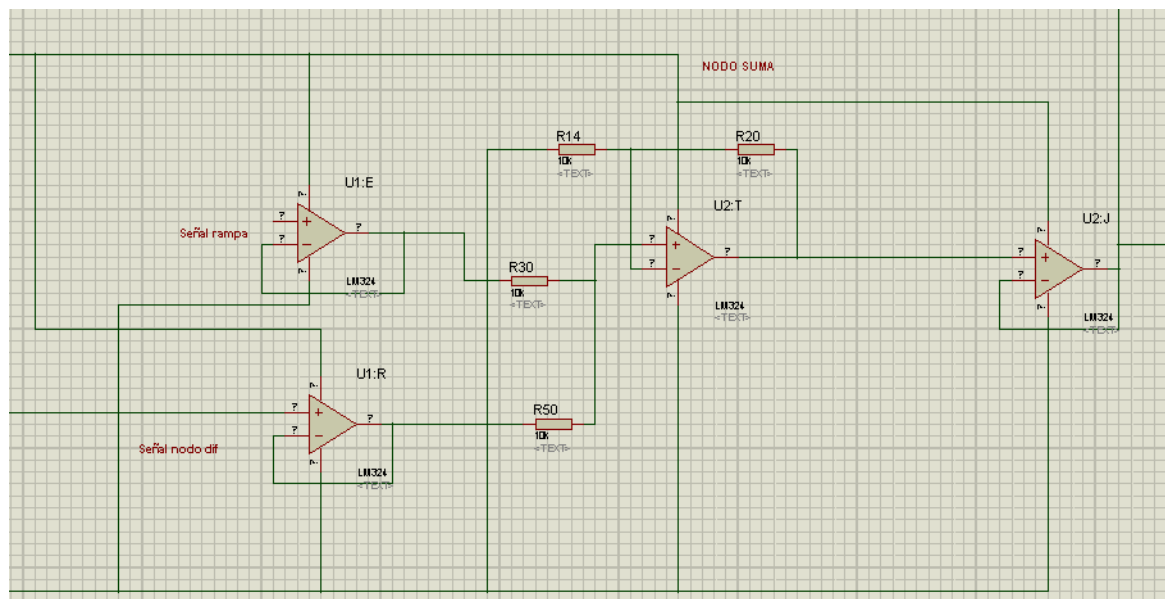


Figura 75 Simulación circuito sumador, osciloscopio proteus. (Señal azul tensión sumador, señal verde referencia 0V).

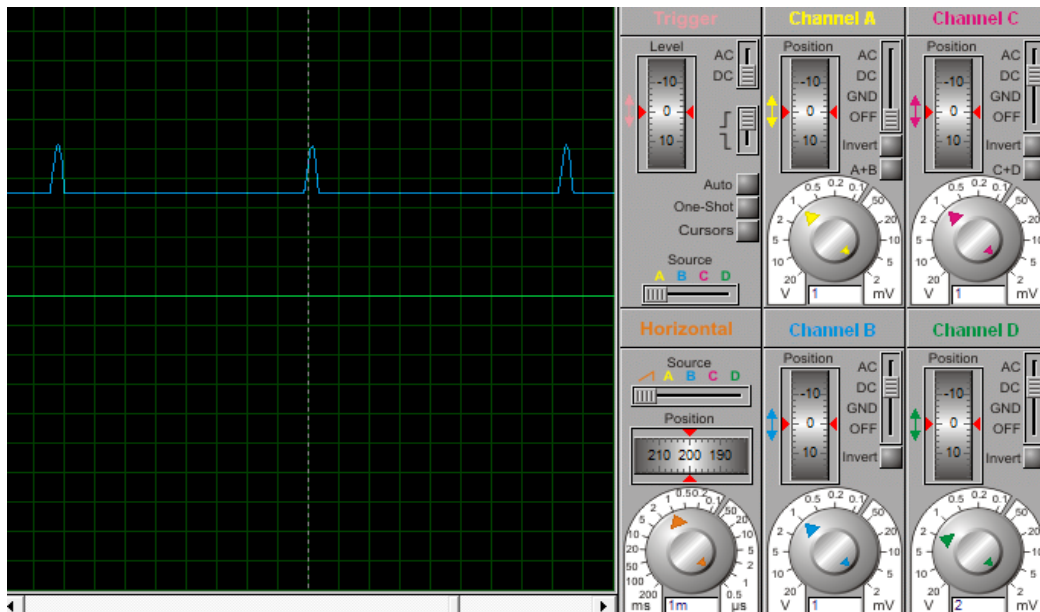
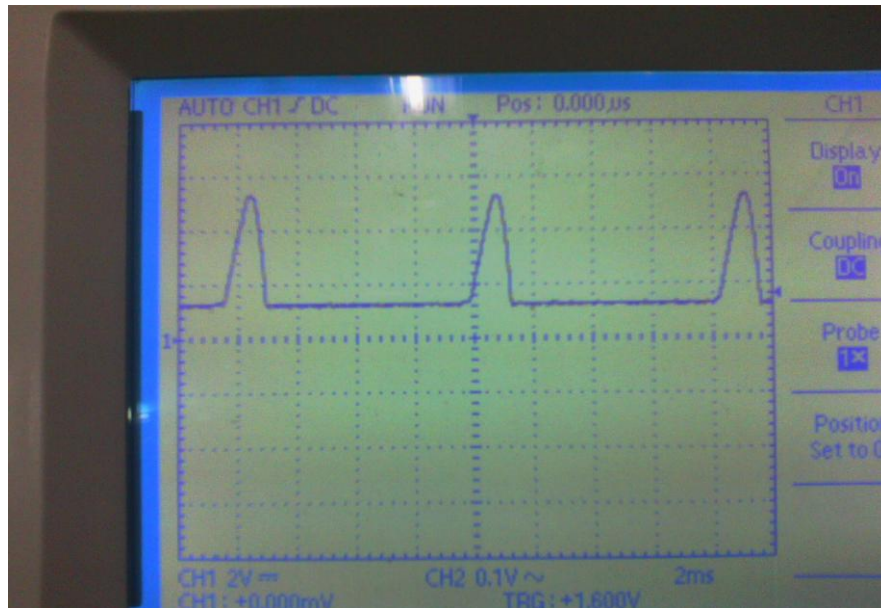
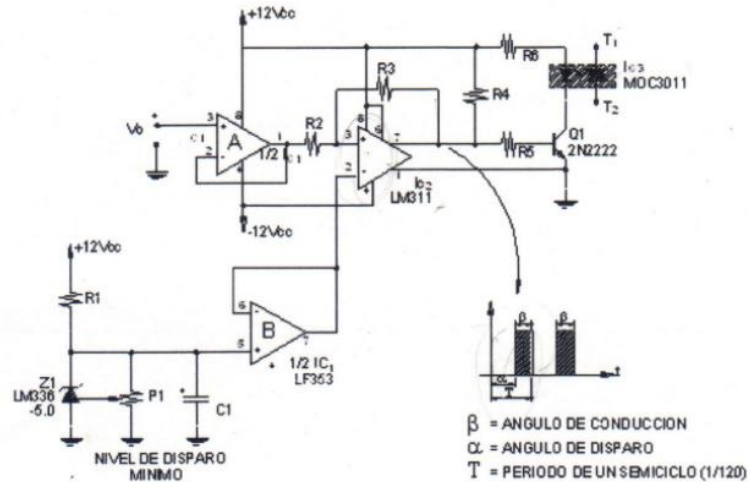


Figura 76 Captura circuito sumador.



3.4.7 GENERADOR DE DISPARO INTERFAZ ÓPTICA

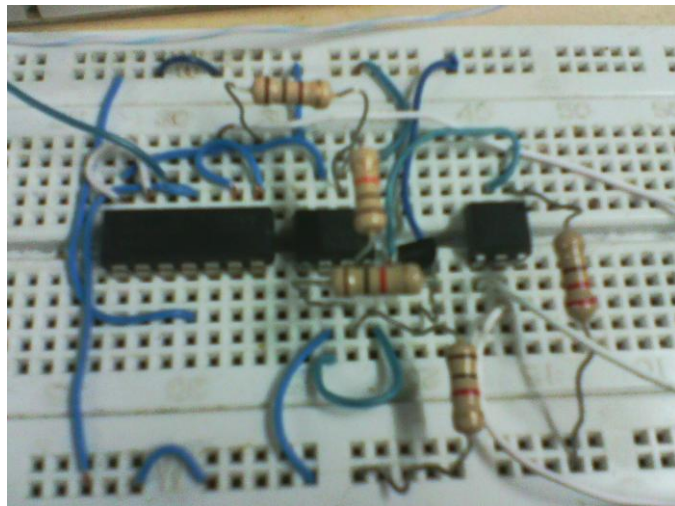
Figura 77 Circuito generador de disparo.



Materiales empleados en el montaje

- -circuito integrado grado LM324
- -resistencias: 1x10k Ω , 2x1k Ω , 1x220 Ω , 1x100 Ω
- -transistor 2n3904
- -opto transistor 4n25
- circuito integrado LM311 (comparador de voltaje)
- -fuente 12V DC
- -conexión con el circuito set point

Figura 78 Captura real circuito generador de disparo.



Es el circuito encargado de generar la señal de disparo o activación del SCR utilizado en el circuito de potencia. Es la última etapa del circuito general de control y consta principalmente de un integrado comparador, el cual se encarga de realizar la comparación entre dos señales y como consecuencia entregar una señal que permita activar o desactivar el SCR. Básicamente compara una señal de referencia que representa el nivel de disparo mínimo del SCR con la señal resultante del nodo de suma desarrollado previamente, de la relación de estas dos señales será la respuesta del circuito.

3.4.7.1 DESCRIPCIÓN EL CIRCUITO

Se tiene una tensión V_o que llega a un seguidor de tensión, la salida de este llega a un comparador donde la otra tensión a comparar es la del set point, este comparador tiene una ganancia determinada por R_3/R_2 .

Mientras la tensión de referencia (set point) sea menor que la tensión de entrada a la pata positiva del comparador no se genera nada, la salida en equivalente a cero voltios, se trabaja o se tiene alfa, el ángulo de disparo beta se genera cuando el set point sea mayor a la tensión o señal de entrada del pin positivo del comparador. La magnitud alfa y beta depende de la diferencia de magnitud de las 2 señales a comparar.

Lo siguiente del circuito es el acople de la parte de control o electrónica con la parte de potencia por medio de un opto triac.

3.4.7.2 SIMULACIÓN

Figura 79 Circuito generador de disparo, simulación proteus

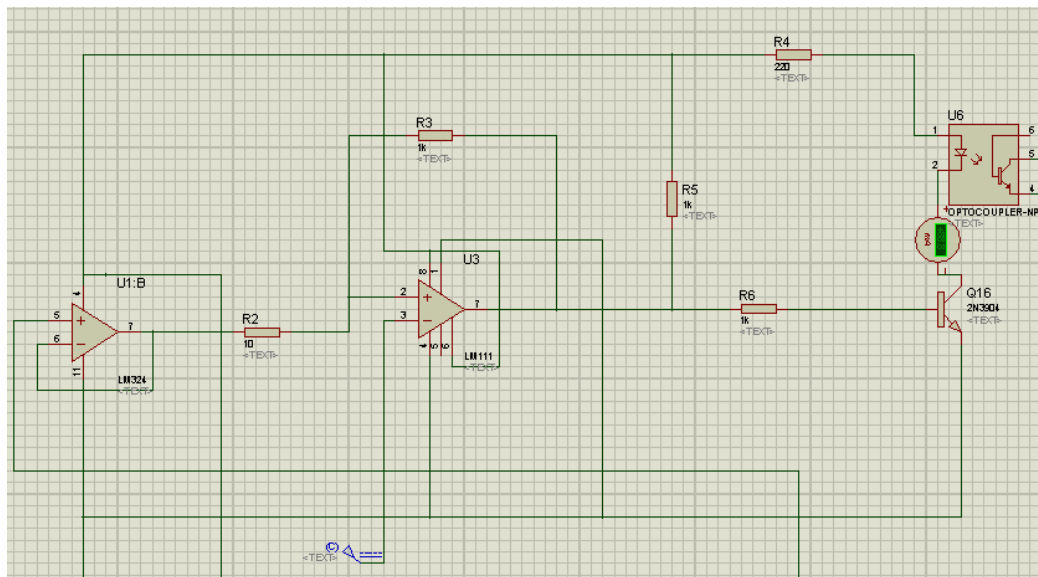


Figura 82 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (Señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).

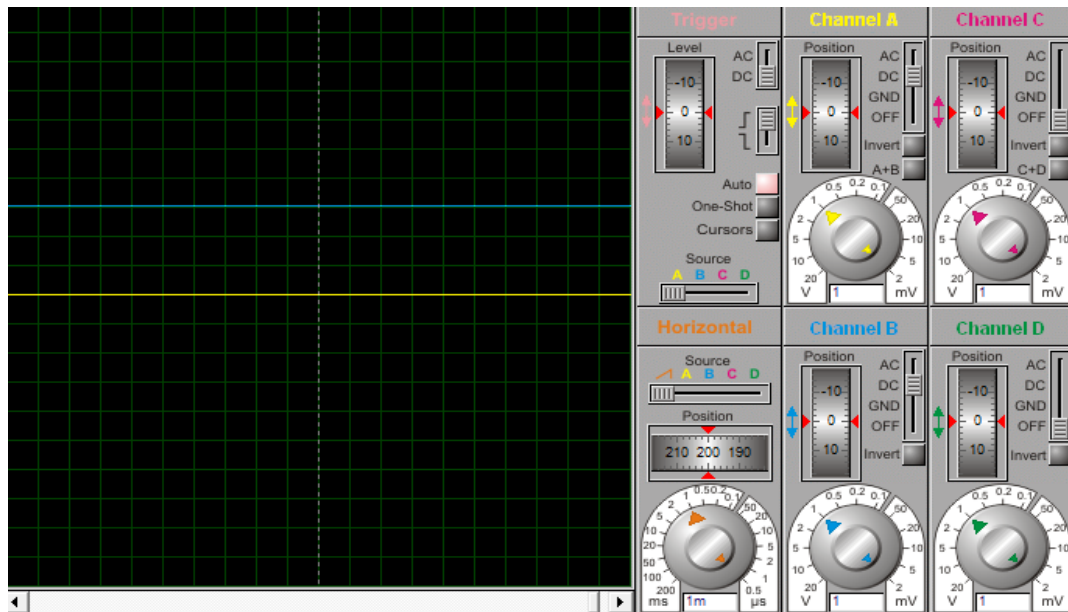


Figura 83 Captura real en el opto acoplador primer caso.

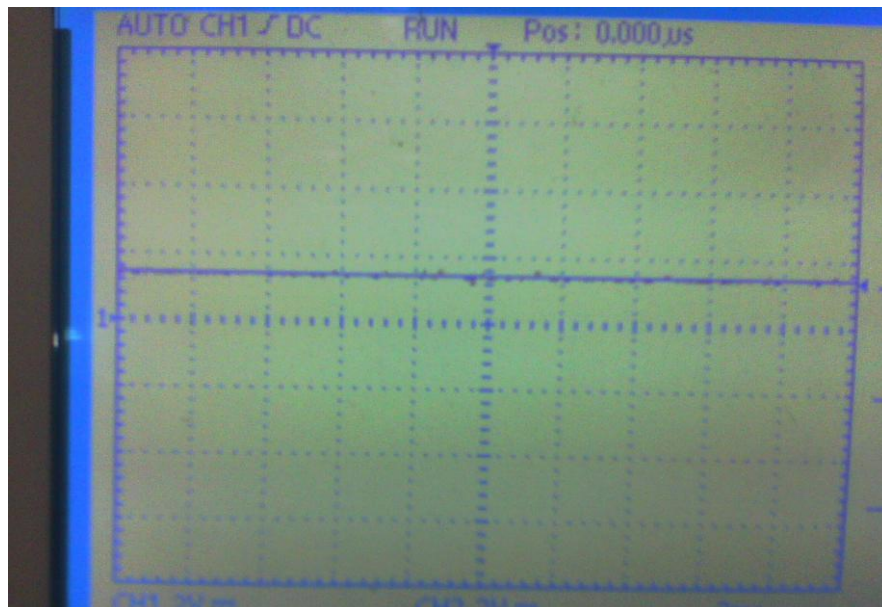


Figura 84 Simulación circuito de disparo, salida del comparador, osciloscopio proteus. (Señal azul salida comparador, señales verdes y roja señales a comparar, señal amarilla referencia 0V).

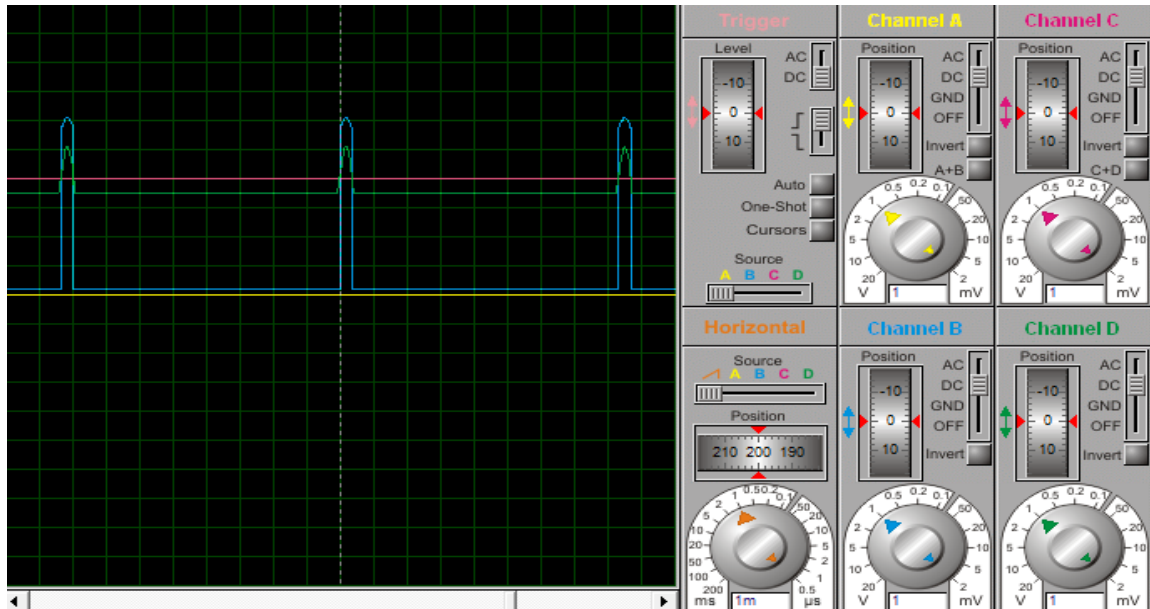


Figura 85 Captura real comparador segundo caso.

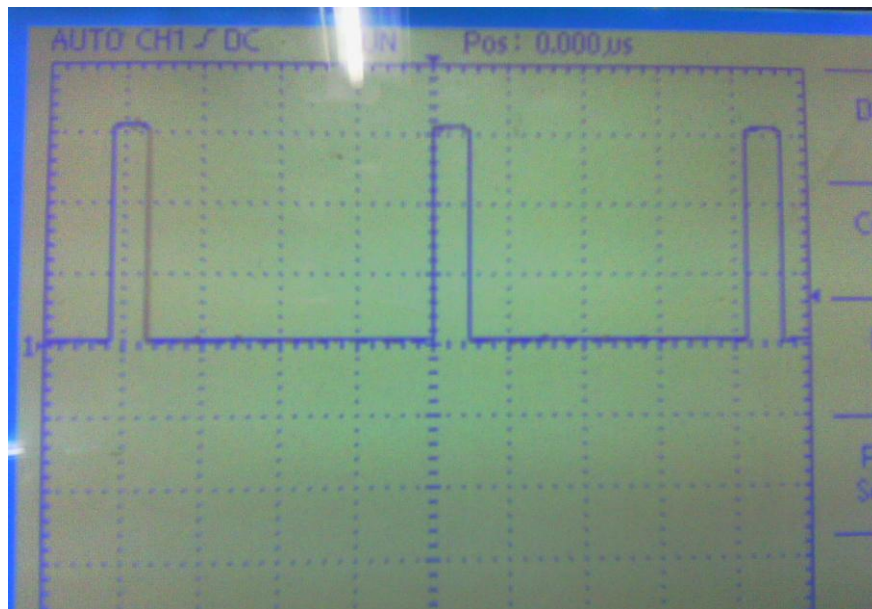


Figura 86 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).

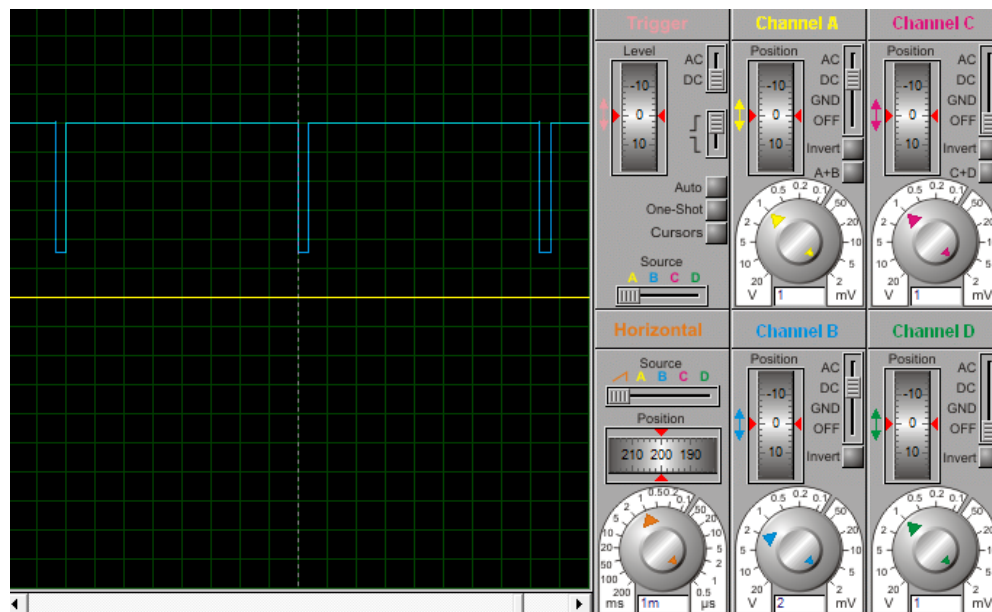


Figura 87 Captura real señal en el opto acoplador segundo caso.

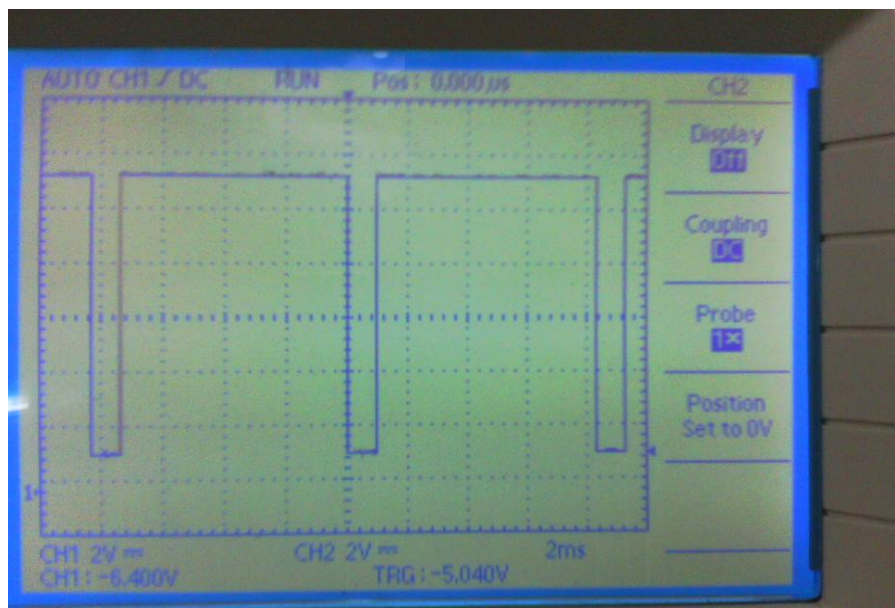


Figura 88 Simulación circuito de disparo, salida del comparador, osciloscopio proteus. (Señal azul salida comparador, señales verdes y roja señales a comparar, señal amarilla referencia 0V).

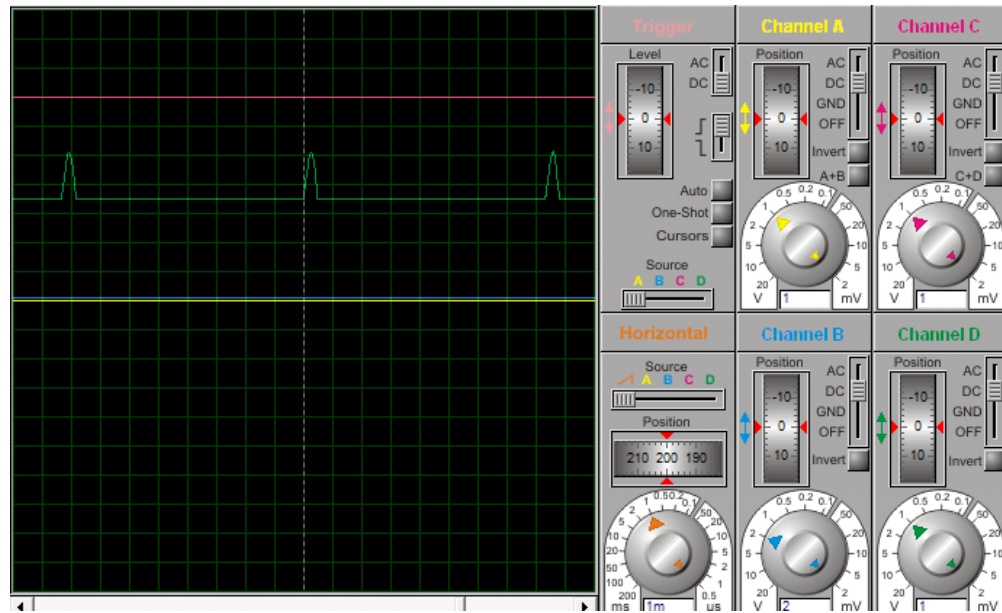


Figura 89 Captura real salida comparador tercer caso.

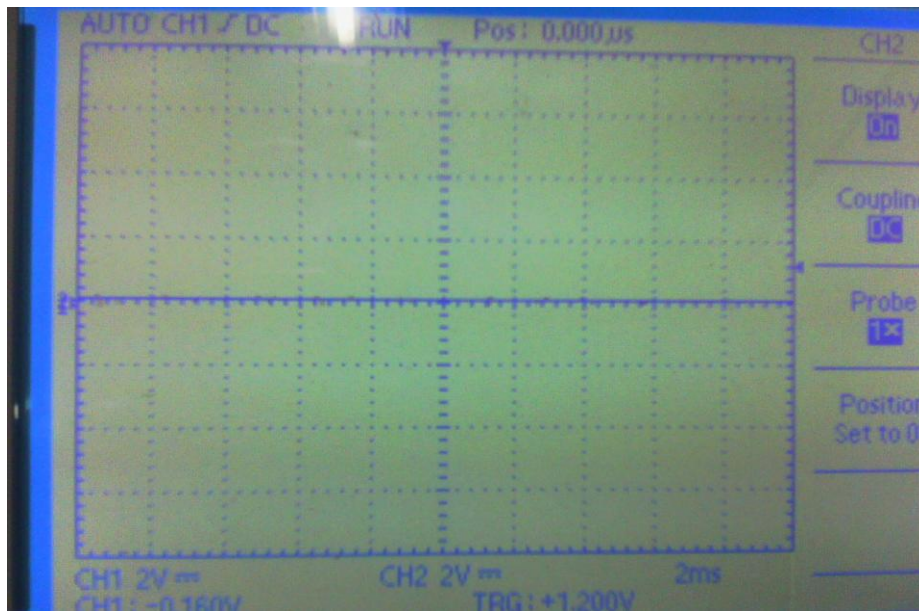


Figura 90 Simulación circuito de disparo, señal en el opto acoplador, osciloscopio proteus. (Señal azul señal de disparo, señal amarilla referencia 0V).

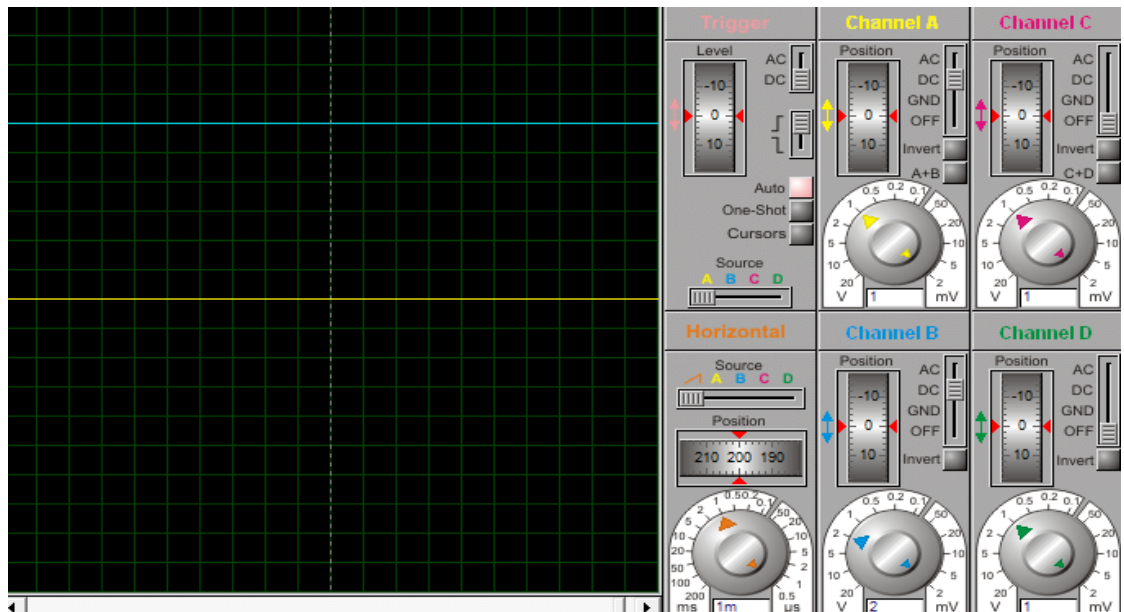
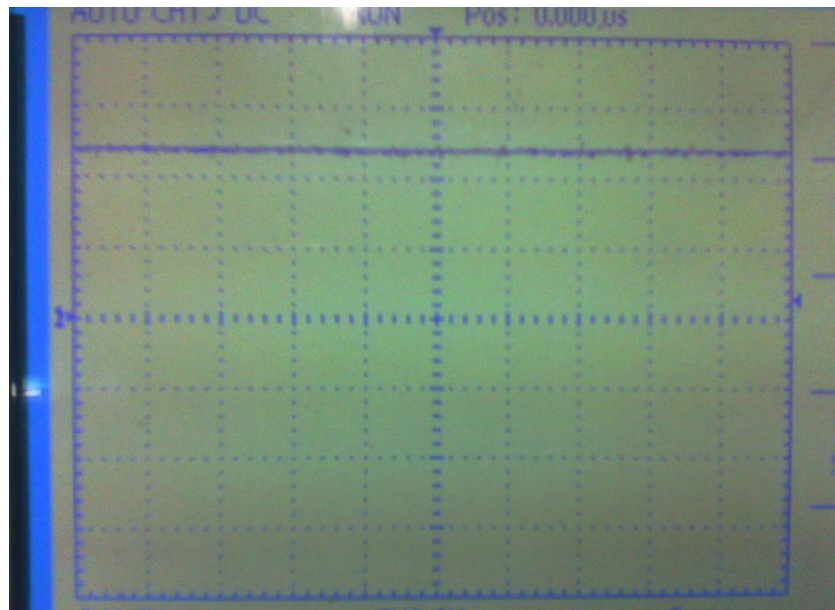


Figura 91 Captura real señal en el opto acoplador tercer caso.



3.5 DISEÑO DEL CONTROLADOR PID

Existen diversas configuraciones para el controlador PID, pero para este proyecto se seleccionó la más usada en la teoría de control. La ecuación que describe la configuración elegida es la siguiente:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (92)$$

Y su función de transferencia resulta:

$$C_{PID}(s) = (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \quad (93)$$

En los sistemas de control básicos, si la entrada de referencia es un escalón, debido a la presencia del término derivativo en la acción de control, la variable manipulada $u(t)$ contendrá una función impulso (un delta). En un controlador PID real, en lugar del término derivativo $K_d s$ se emplea:

$$\frac{K_d s}{\tau_D s + 1} \quad (94)$$

Donde τ_D , denominada constante de tiempo derivativa, normalmente es elegida tal que $0.1 \leq \tau_D \leq 0.2$. Cuanto más pequeña es τ_D , mejor es la aproximación entre el término "derivativo filtrado" de la ecuación 94 y el término "derivativo" $K_d s$, es decir son iguales en el límite:

$$\lim_{\tau_D \rightarrow 0} u_{PID}(t) = K_p e(t) + K_i \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (95)$$

Con la inclusión de un polo se evita utilizar acciones de control grandes en respuesta a errores de control de alta frecuencia, tales como errores inducidos por cambios de set point (referencia) o mediciones de ruido. El argumento clásico por el cual se elige τ_D diferente a 0 es, además de asegurar un controlador propio, para atenuar ruido de alta frecuencia.

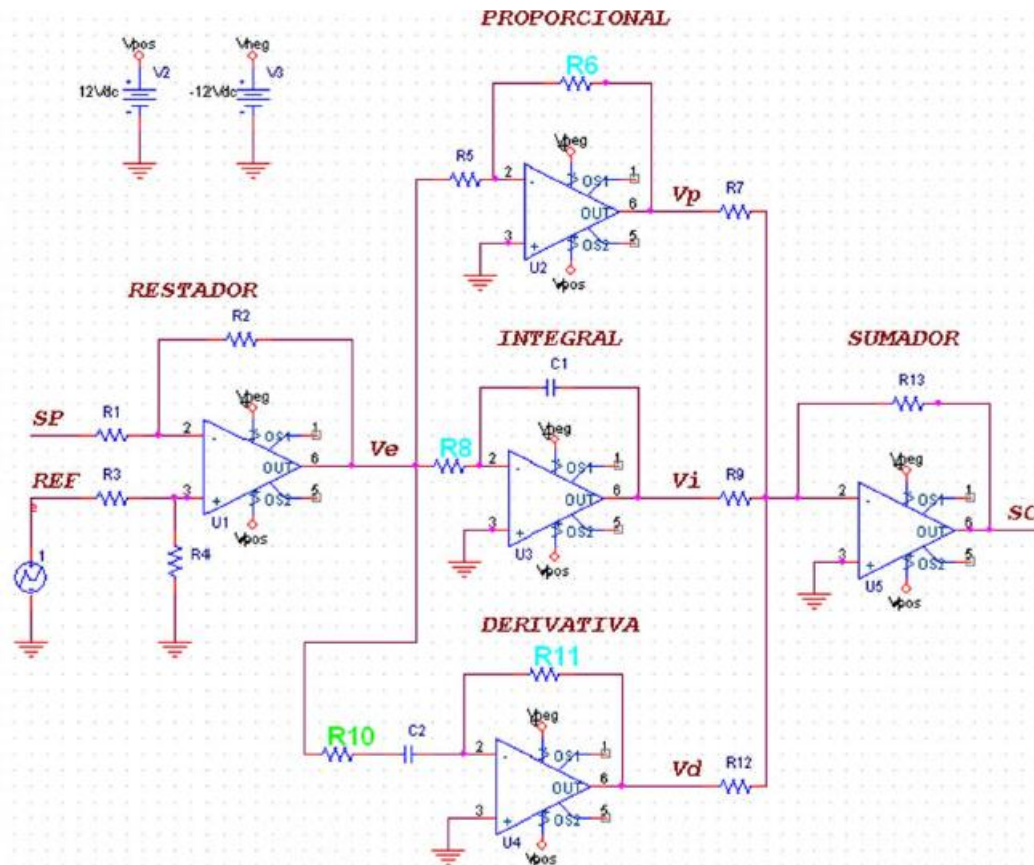
Por lo expuesto anteriormente la función de transferencia que se uso para el controlador PID es la siguiente:

$$C_{PID}(s) = (K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\tau_D s + 1}) \quad (96)$$

Para llevar la función de transferencia del controlador a un diseño circuital, se realiza primeramente una investigación de las diferentes configuraciones de circuitos para dichos controladores, y así evaluar cuál era el que mejor se adaptaba con los objetivos del

proyecto. Luego de dicho estudio se opto por el esquema circuitual que se observa en la siguiente figura.

Figura 92 Diseño circuitual del controlador PID.



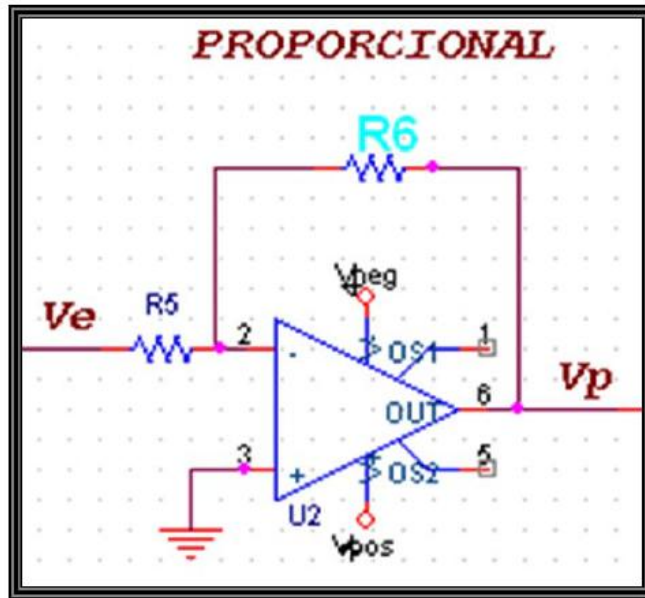
El esquema seleccionado tiene la ventaja de que cada parámetro del controlador es independiente, lo cual facilita entender su funcionamiento.

La implementación no resulta óptima en cuanto a la cantidad de amplificadores operacionales utilizados pero son mayores las ventajas que ofrece para fines educativos. Se considera para todos los diseños circuitales de cada etapa del controlador PID los cuales se explicaran posteriormente, que el amplificador operacional tiene un comportamiento ideal, dicho amplificador presenta las siguientes características: la ganancia de tensión es infinita, por lo que cualquier señal de salida que se desarrolle será el resultado de una señal de entrada infinitesimalmente pequeña, es decir, la tensión de entrada diferencial es nula. También, si la resistencia de entrada es infinita, no existe flujo de corriente en ninguno de los terminales de entrada (terminal 2 y 3); es todo un concepto idealizado del amplificador real, que sin embargo, resulta muy práctico y se acerca con mucha exactitud al comportamiento real de los circuitos.

El diseño circuital del controlador tiene el siguiente proceso: el controlador PID está conformado por cuatro configuraciones de amplificadores operacionales, donde cada uno realiza una de las acciones de control PID:

- 1) La acción proporcional está representada por el amplificador operacional U2 en el cual se realiza la configuración de un amplificador inversor, la cual es una de las más importantes, porque gracias a esta se pueden elaborar otras configuraciones; para este caso la ganancia está dada por las resistencias $R5=150\Omega$ y $R6=10k\Omega$ (resistencia variable). El esquemático de esta configuración se observa en la siguiente figura:

Figura 93 Esquema circuital acción proporcional.



La ecuación de un amplificador inversor es la siguiente:

$$V_p = -\left(\frac{R_6}{R_5}\right)V_e \quad (97)$$

Se puede demostrar la ecuación anterior por la ley de nodos o ley de corrientes de Kirchhoff y ley de ohm:

$$\text{LCK} \quad \frac{V_e - 0}{R_5} = \frac{0 - V_p}{R_6} \rightarrow \frac{V_e}{R_5} = \frac{-V_p}{R_6} \quad (98)$$

Despejando V_p se obtiene:

$$V_p = \left(\frac{R6}{R5}\right) V_e \quad (99)$$

Donde V_p es la señal de salida de la acción proporcional, V_e es la señal de entrada al controlador PID y R6 es una resistencia variable.

- 2) La acción integral está representada por el amplificador operacional U3, en este caso la configuración es la de un integrador ideal, el cual posee un capacitor C1=10uf y una resistencia R8 (resistencia variable), como se muestra en la figura 88.

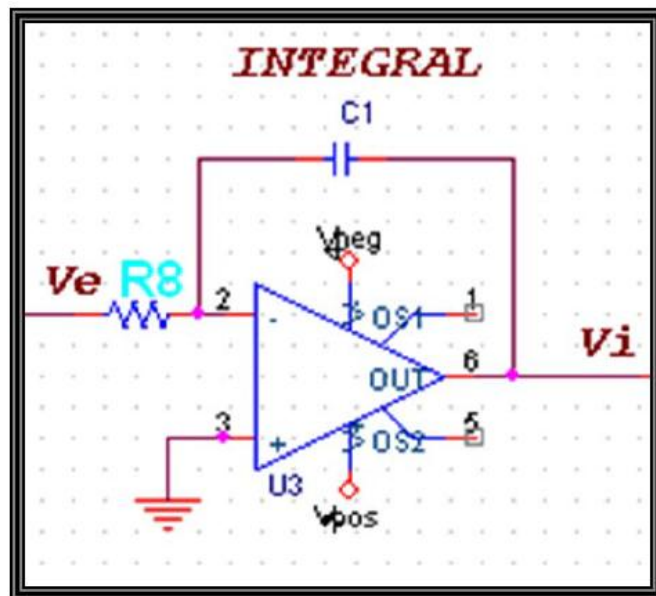
Para obtener la ecuación que representa el integrador ideal se trabaja con impedancias, y así poder tomar la configuración como la de un inversor, lo cual permite hacer los cálculos con mayor facilidad.

La impedancia equivalente para las resistencias y capacitores es:

$$Z_R = R \quad (100)$$

$$Z_C = \frac{1}{Cs} \quad (101)$$

Figura 94 Esquema circuital acción integral.



A continuación se presentan las ecuaciones correspondientes a la configuración del integrador, aplicando la ley de los nodos o ley de corrientes de Kirchhoff y ley de ohm:

$$\text{LCK } \frac{V_e - 0}{Z_{R8}} = \frac{0 - V_i}{Z_{C1}} \rightarrow \frac{V_e}{Z_{R8}} = \frac{-V_i}{Z_{C1}} \quad (102)$$

Sustituyendo a Z_{C1} y Z_{R8} en 11 se obtiene:

$$\frac{V_e}{R8} = \frac{-V_i}{1/C_1s} \rightarrow \frac{V_e}{R8} = -V_i C_1 s \quad (103)$$

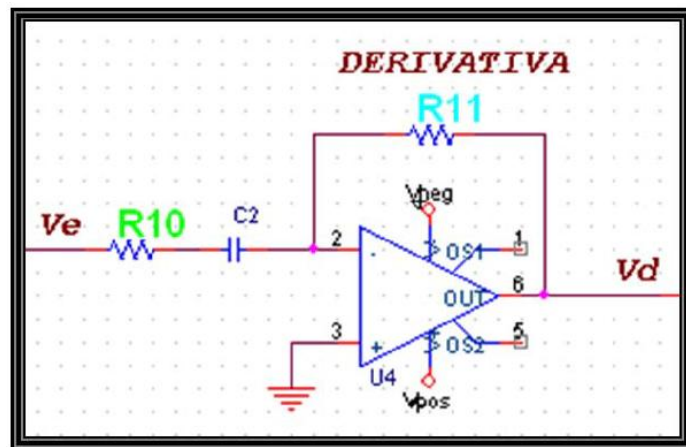
Despejando V_i de 12 y reorganizado se obtiene:

$$V_i = -\left(\frac{1}{R_8 C_1 s}\right) V_e \quad (104)$$

Donde V_i es la señal de salida de la acción integral, V_e es la señal de entrada al controlador PID y $R8$ es una resistencia ajustable.

- 3) la acción derivativa del controlador está representada por el amplificador operacional U4, la cual también se trabajó con impedancias para obtener una configuración de tipo inversor. Esta configuración posee un capacitor $C2=10\mu\text{f}$ y dos resistencias $R10$ (resistencia variable) y $R11$ (resistencia variable), dichos componentes están ordenados según la figura 95

Figura 95 Esquema circuital acción derivativa.



En este esquema se observa que a diferencia de un derivador ideal, este posee una resistencia extra $R10$, la cual está en serie con el capacitor $C2$, dicha resistencia se anexa para obtener un polo que se adiciona en la parte derivativa del controlador.

La ecuación correspondiente a dicha configuración se obtiene a continuación por medio de la ley de los nodos o corrientes de Kirchoff y ley de ohm:

$$\text{LCK } \frac{V_e - 0}{Z_{R10C2}} = \frac{0 - V_d}{Z_{R11}} \rightarrow \frac{V_e}{Z_{R10C2}} = \frac{-V_d}{Z_{R11}} \quad (105)$$

Donde Z_{R10C2} es la suma de las impedancias de la resistencia R10 y el capacitor C2.

$$Z_{R10C2} = R_{10} + \frac{1}{C_2S} \rightarrow Z_{R10C2} = \frac{R10C2S + 1}{C2S} \quad (106)$$

Sustituyendo a Z_{R10C2} y Z_{R11} en 105 se obtiene:

$$\frac{V_e}{(R10C2S + 1/C2S)} = \frac{-V_d}{R11} \quad (107)$$

Despejando V_d de 16 y reorganizando se obtiene:

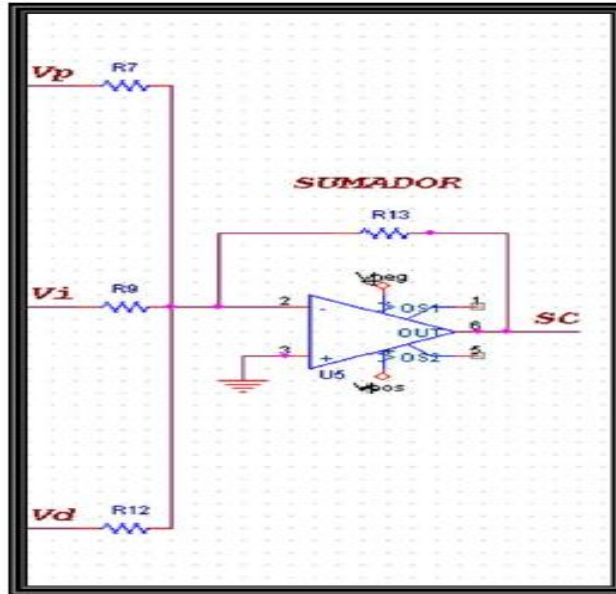
$$V_d = -\left(\frac{C2SR11}{R10C2S + 1}\right)V_e \quad (108)$$

Donde V_d es la señal de salida de la acción derivativa, V_e es la señal de entrada al controlador PID, R10 y R11 resistencias variables.

Por último se realizó la configuración de un sumador inversor representada por el amplificador operacional U5, que en conjunto con las resistencias R7=10kΩ, R9=10kΩ,

R12=10kΩ y R13=10kΩ, ejecutan la suma de las tres acciones características del controlador PID, se eligieron las resistencias con igual valor para no anexar ninguna ganancia en dicha operación. Luego de realizada la adición de cada una de las tres partes de dicho controlador se obtiene la señal de control (SC), la cual será la señal de entrada para el proceso o planta que se desee controlar. La configuración de un sumador inversor se observa en la figura 96.

Figura 96 Esquema circuital de sumador PID.



Para el diseño de este controlador se seleccionaron que las resistencias R7, R9, R12 y R13 de tal forma que tuvieran el mismo valor. Como ya se mencionó, para que el sumador tenga una ganancia unitaria, de manera que no afecte en la adición de las otras partes del controlador. Esta configuración también permite el cambio de polaridad que introduces la configuración inversora en cada uno de los componentes del controlador.

Por lo expuesto anteriormente, la función de transferencia del controlador se simplifica de la siguiente manera:

$$C_{PID} = \frac{V_{SC}}{V_e} = \left(\frac{R6}{R5} \right) + \left(\frac{1}{R8C1S} \right) + \left(\frac{C2R11S}{R10C2S + 1} \right) \quad (109)$$

Igualando la ecuación 96 con la ecuación 109 se obtiene:

$$K_p = \frac{R6}{R5} \quad (110)$$

$$K_i = \frac{1}{R8C1} \quad (111)$$

$$K_d = R11C2 \quad (112)$$

$$\tau_D = R10C2 \quad (113)$$

Donde K_p es la ganancia proporcional, K_i es la ganancia integral, K_d es la ganancia derivativa y τ_D es la constante de tiempo derivativa.

Los valores nominales tanto para las resistencias como para los capacitores que se tomaron como fijos en el diseño, se eligieron de modo que fueran valores relativamente intermedios; además se tuvo presente los valores que se usan comúnmente en la implementación de diseños electrónicos.

Dado que una de las finalidades de este proyecto fue diseñar un controlador con parámetros variables, se optó por colocar potenciómetros (resistencias variables) en cada una de las tres partes que conforman el controlador. [5]

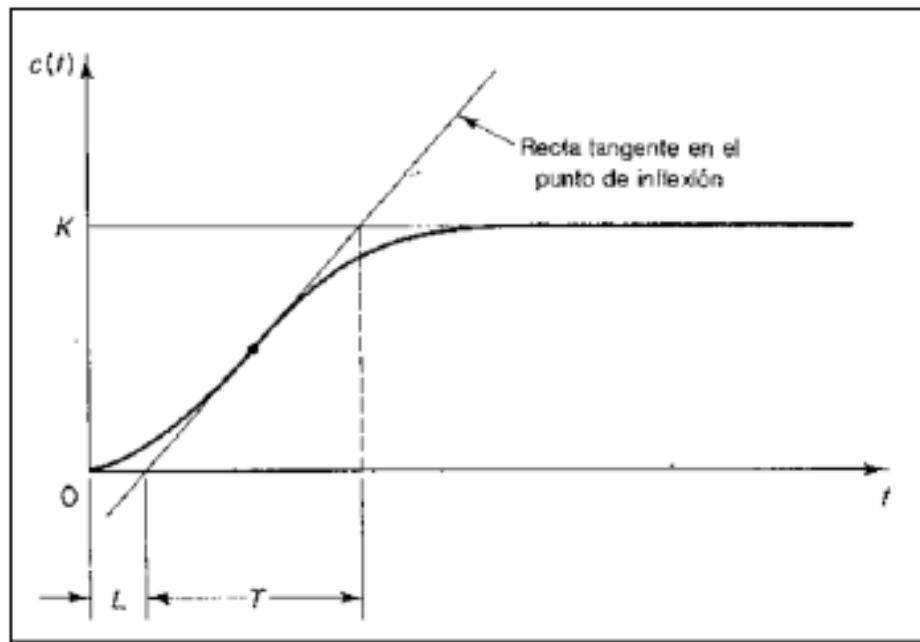
3.5.1 SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR

Para la sintonización de los parámetros del controlador se seleccionó el método de la "curva de reacción" con este método se obtendrán los parámetros del controlador PID, que cumplen con las especificaciones de diseño deseadas tanto en estado transitorio como en estado estacionario en el proceso a controlar.

La respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. 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 91. (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 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 91. En este caso, la función de transferencia $C(s)/U(s)$ se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo de transporte del modo siguiente. [5]

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1} \quad (114)$$

Figura 97 Determinación de parámetros para el diseño del controlador.



Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con las formulas de la tabla que aparecen a continuación:

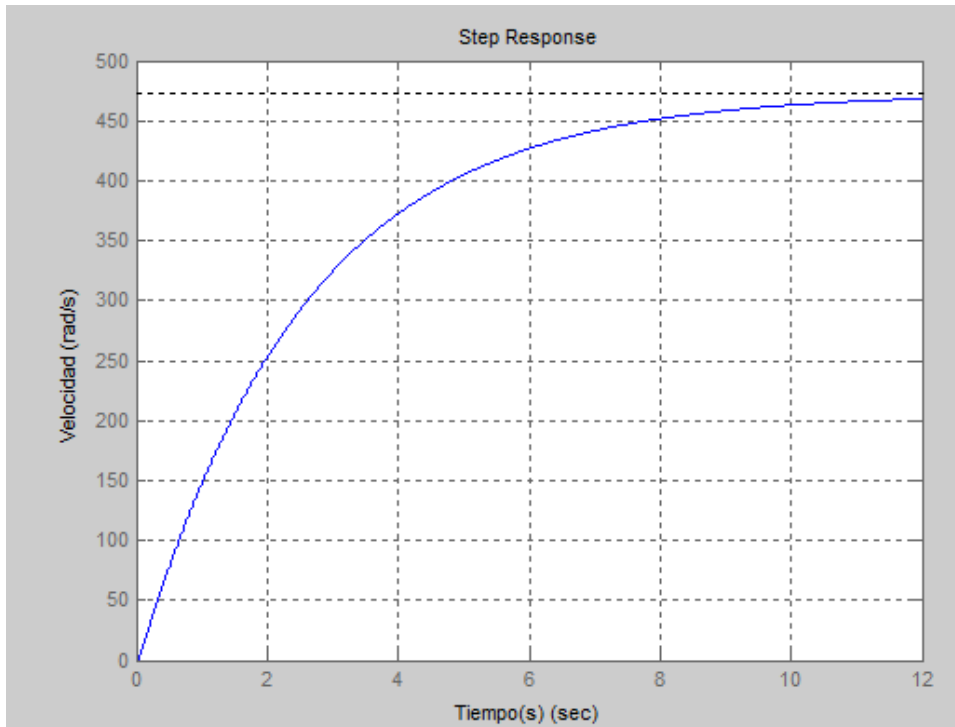
Tabla 5 Regla de sintonización de Ziegler – Nichols basada en la respuesta escalón de la planta.

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

A partir de estos datos se procede a determinar dichas constantes para nuestro controlador PID.

Anteriormente se determinó la respuesta del sistema y efectivamente corresponde a una señal en forma de S por ello aplica dicho método de sintonización.

Figura 98 Respuesta del sistema a entrada escalón.



Al trazar la recta tangente al punto de inflexión de la curva se logra obtener los siguientes parámetros:

$L=0.03s$ (tiempo de retardo)

$T=2.33s$ (constante de tiempo)

Reemplazando en las ecuaciones se obtiene:

$$K_p = 1.2 \frac{T}{L} = 46.6 \text{ Ganancia proporcional.}$$

$$T_i = 2L = 0.12 \text{ Tiempo integral.}$$

$$T_d = 0.5L = 0.03 \text{ Tiempo derivativo.}$$

Por lo tanto:

$K_i=1/T_i=8.33$ Ganancia integral.

$K_d=T_d=0.03$ Ganancia derivativa.

3.5.2 CIRCUITO PID

La combinación del elemento de acción proporcional e integral y derivada da lugar al elemento PID. Este elemento incluye, por tanto, tres componentes independientes:

Las componentes P, I y D.

El elemento PID se realiza con amplificadores lineales integrados, debe utilizarse por lo menos un amplificador para cada uno de sus parámetros. De acuerdo con las ecuaciones se obtienen en este caso los siguientes parámetros:

Ganancia proporcional

$$V_{R\alpha} = \frac{R_{f1}}{R_o} \frac{1}{\alpha} \left[1 + (\alpha - \alpha^2) \frac{R_q}{R_{f1}} \right] \quad (115)$$

Constante de tiempo de acción integral

$$T_{I\alpha\beta} = \alpha \beta \frac{R_o}{R_{f1}} R_M C_1 \quad (116)$$

Tiempo de acción integral

$$T_{n\beta} = \beta R_M C_f \quad (117)$$

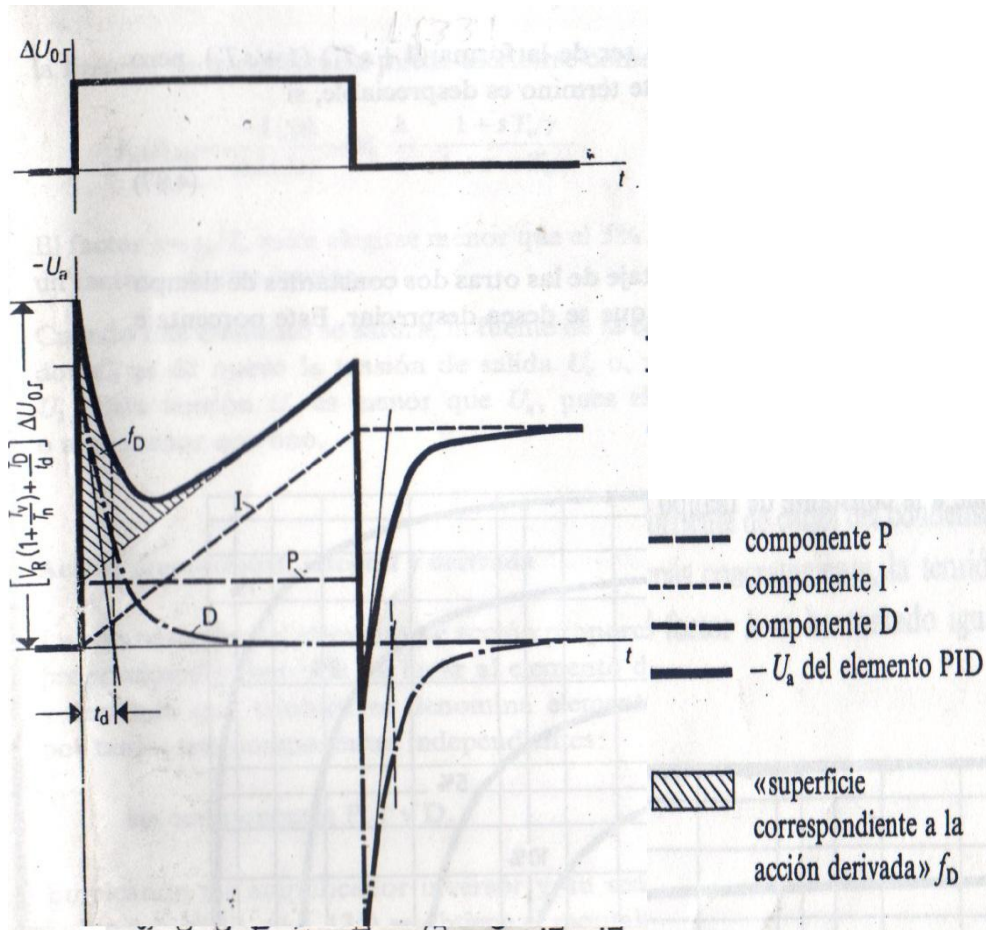
Tiempo de acción derivada

$$T_{v\gamma} = \gamma \frac{R_{f2} R_3}{\gamma R_{f2} + R_3} \quad (118)$$

Constante de tiempo de amortiguamiento

$$T_d = \varepsilon T_{v\gamma} \quad (119)$$

Figura 99 Respuesta de un elemento PID escalón aplicado en su entrada.



La función de transferencia puede escribirse por tanto como

$$F_R(s)_{PID} = \frac{-u_a(s)}{\Delta u_o(s)} = V_{Ra} \frac{(1 + sT_{n\beta})(1 + sT_{v\gamma})}{sT_{n\beta}(1 + sT_d)} \quad (120)$$

Los subíndices α, β y γ indican que todos los parámetros son ajustables.

La siguiente figura representa el circuito PID a implementar.

Figura 100 Simulación circuito PID en proteus.

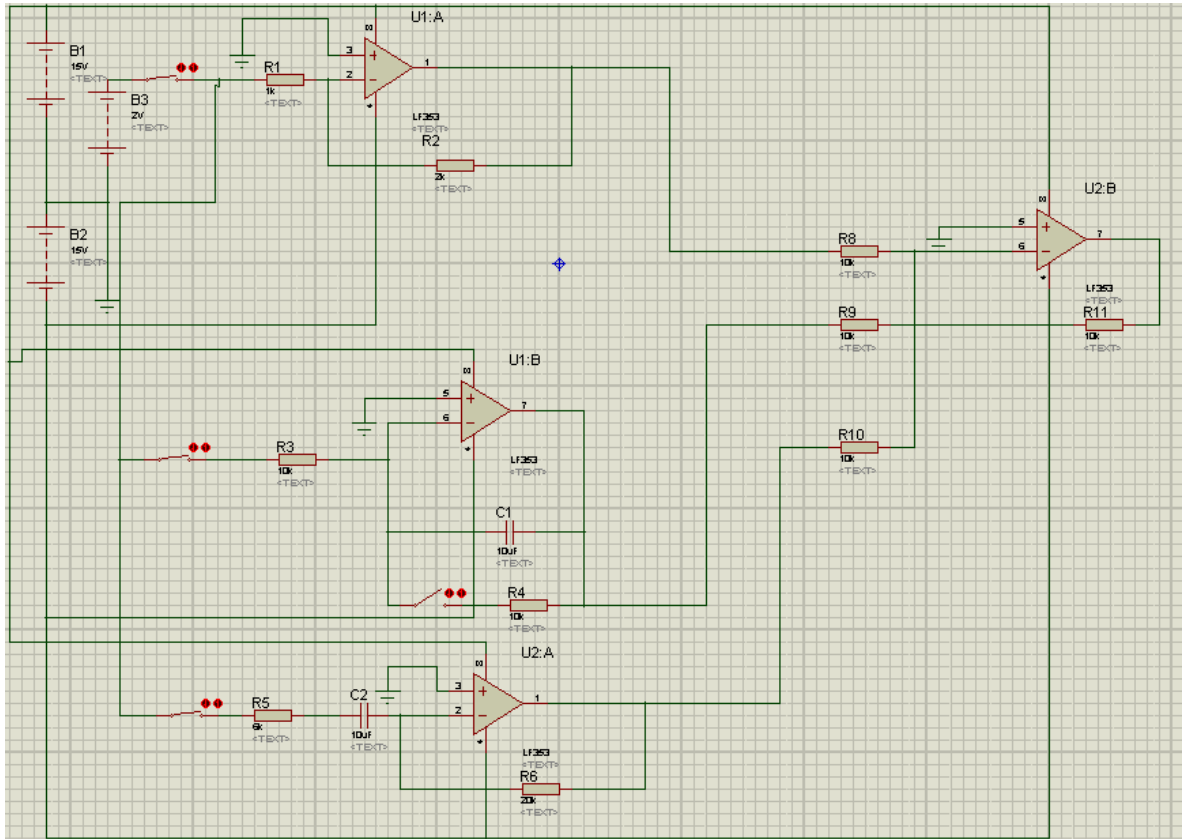
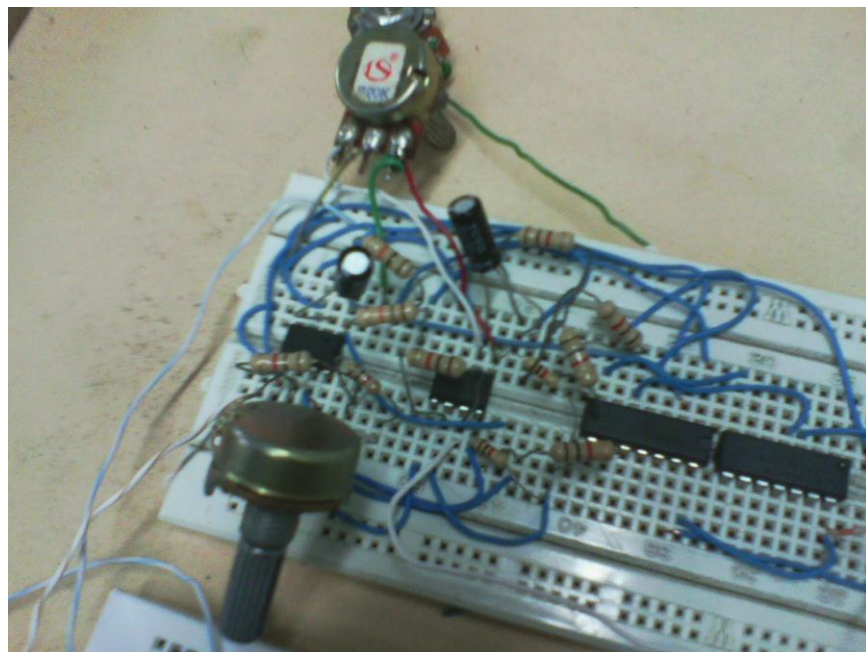


Figura 101 Captura real circuito PID



Materiales empleados en el montaje

- 2 circuitos integrado LF353
- -2 condensador 10uf 50V
- -potenciómetros: 2x20kΩ, 1x5kΩ
- -resistencias: 9x1kΩ, 2x10kΩ, 1x150Ω
- -circuito integrado CD4016 (switch electrónico)
- -circuito integrado 74ls04 (negador)
- -interruptor de codillo metálico de 2 posiciones

3.5.2.1 ACCIÓN PROPORCIONAL

El controlador de acción proporcional o controlador P es muy rápido, pues responde a cualquier modificación de la señal de error con una variación proporcional inmediata de la variable correctora. Son embargo, cuando la señal de error es nula como se pretende que sea en los buenos sistemas de control cuando se alcanza el estado estacionario, se obtiene también una variable correctora nula.

En la mayoría de los casos en los que se emplean controladores P, la variable controlada presenta en estado estacionario un cierto error con respecto a la variable de referencia, pues solo entonces puede ser distinta de cero la variable correctora que aparece en este estado. Este es tanto menor cuanto mayor es la ganancia proporcional.

Normalmente un controlador solo debe operar dentro del margen de control comprendido entre $-u_{am\acute{a}x}$ y $+u_{am\acute{a}x}$. Para no sobre pasar estos límites, la tensión Δu_o que representa la señal de error no debe superar el valor $|\frac{u_{am\acute{a}x}}{v_R}|$, es decir,

$$|\Delta u_o| \leq \left| \frac{u_{am\acute{a}x}}{v_R} \right| \quad (122)$$

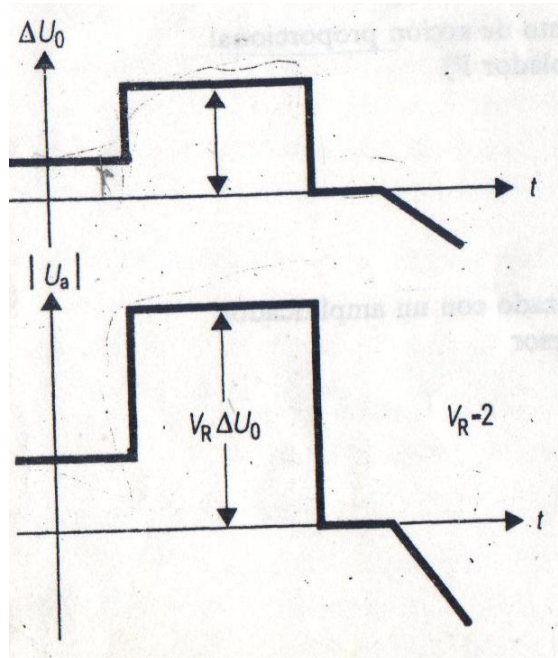
Si la tensión de entrada Δu_o llega a ser mayor que la prescrita por la ecuación, la tensión de salida u_a deja de poder seguirla y se mantiene a $u_{am\acute{a}x}$ como consecuencia de la saturación del amplificador operacional.

Si se desea disponer de una ganancia proporcional variable y ajustable la resistencia de realimentación R_f puede sustituirse por un reóstato. La ganancia proporcional puede ajustarse entonces entre

$$1 \leq 1 \leq 1 + \frac{u_{am\acute{a}x}}{R_o} \quad (123)$$

Para los no inversores.

Figura 102 Respuesta a un escalón de un elemento de acción proporcional.



La siguiente es la etapa que conforma la acción proporcional.

Figura 103 Circuito proporcional.

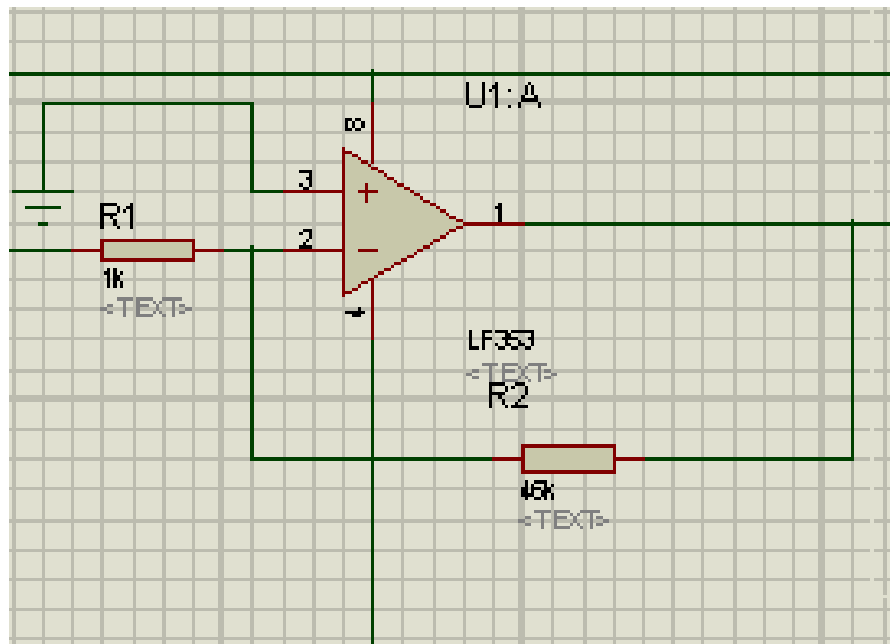


Figura 104 Simulación proporcional. (Señal azul señal proporcional, señal verde referencia 0V).

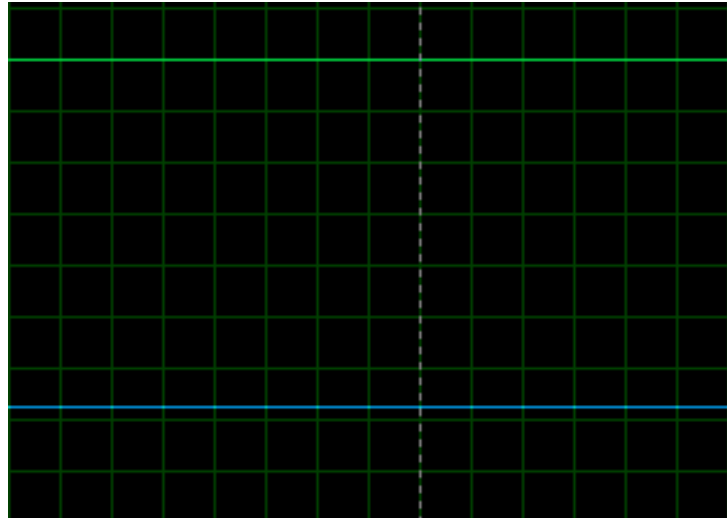
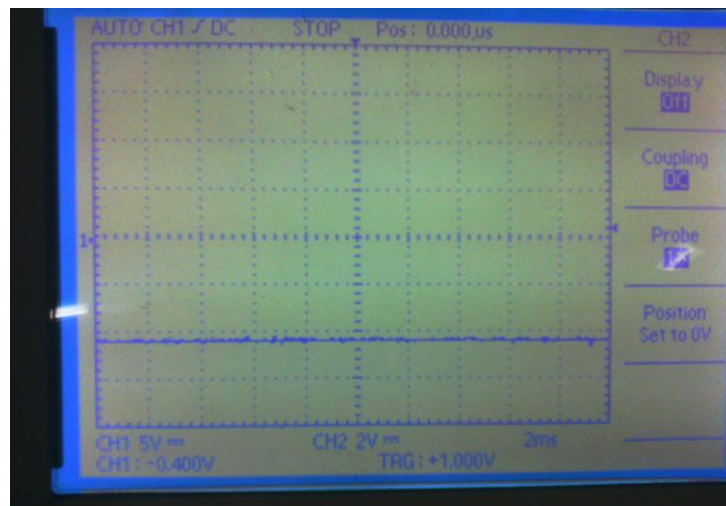


Figura 105 Captura real señal proporcional.



Se puede observar que la salida del circuito proporcional corresponde a una señal amplificada debido a la ganancia del circuito. La señal es negativa debido al circuito en modo inversor.

3.5.2.2 ACCIÓN INTEGRAL

El amplificador no inversor y el diferencial resultan inadecuados para desarrollar un controlador de acción integral. Sin embargo, si se sustituye en el amplificador inversor la impedancia z_f por la capacitancia c_f y la impedancia z_o por la resistencia óhmica R_o es decir,

$$z_f = \frac{1}{sC_f} \text{ y } z_o = R_o \quad (124)$$

Se tiene la función de transferencia

$$F_R(s)_I = \frac{-u_a(s)}{\Delta u_o} = \frac{1}{sR_oC_f} = \frac{1}{st_I} \quad (125)$$

Con la constante de tiempo de acción integral

$$T_I = R_oC_f \quad (126)$$

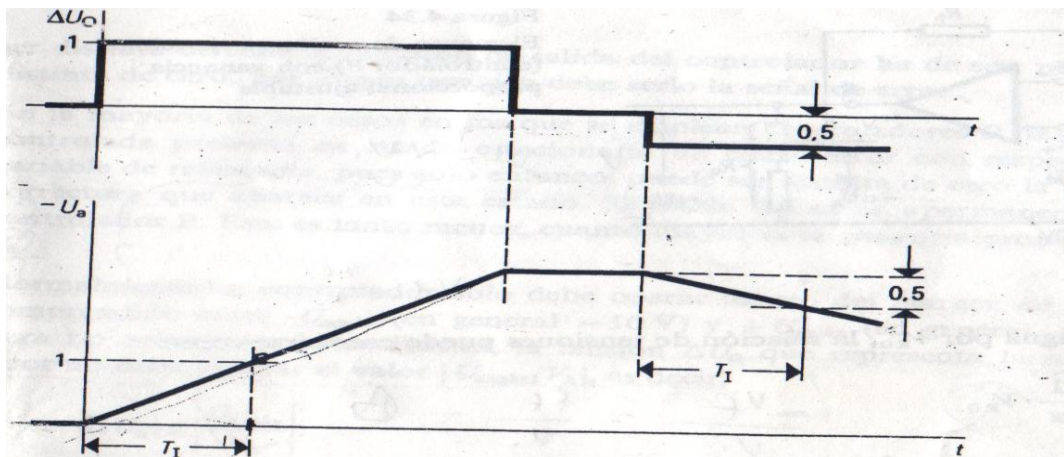
Como el valor de la resistencia R_o viene dado por las condiciones exigidas para la comparación de las corrientes a la entrada del comparador, la capacidad de realimentación C_f determina por si sola el valor de la constante de tiempo de acción integral T_I . Esta capacidad es la que corresponde al denominado condensador de integración.

Si la señal de error Δu_o es una función escalón puede determinarse la respuesta indicada correspondiente. Resulta.

$$F_R(s)_I = \frac{-u_a(t)}{\Delta u_{o\text{escalón}}} = \frac{1}{t_I} \quad (127)$$

La constante de tiempo de acción integral es por tanto el intervalo que transcurre hasta que la tensión de salida u_a del elemento de acción integral ha sufrido una modificación igual de la función $\Delta u_{o\text{escalón}}$ de entrada.

Figura 106 Respuesta a un escalón correspondiente a un elemento de acción integral.



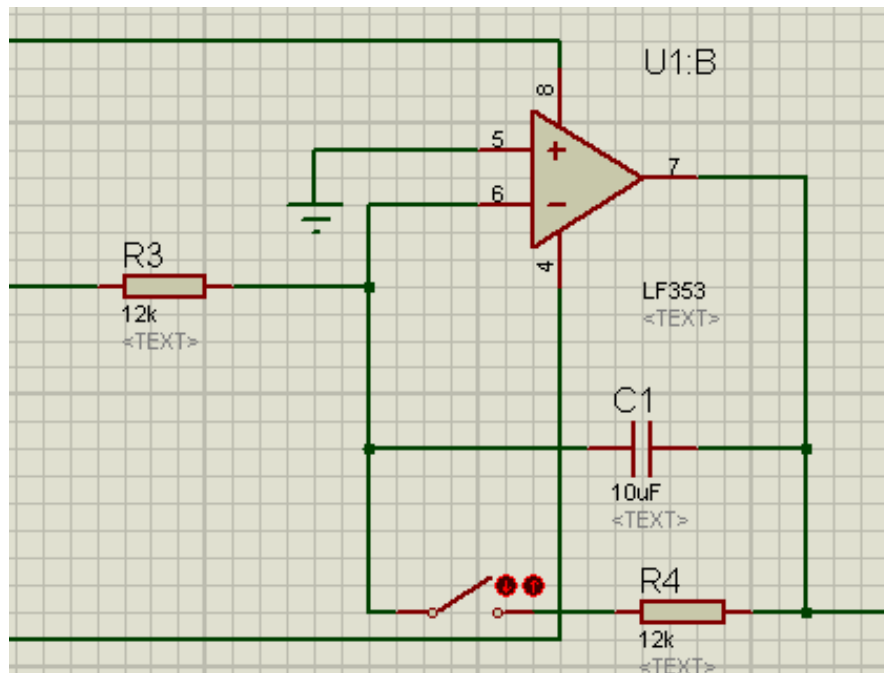
Los controladores de acción integral o controladores I son relativamente lentos, pues van variando su tensión de salida de acuerdo con la constante de tiempo de acción integral hasta que se anula la señal de error. Los controladores I no presentan ningún error permanente.

En general interesa evitar que los controladores lleguen a la saturación, pues entonces el sistema de control deja de actuar correctamente. En el caso del controlador I no hay que tener solo en cuenta la magnitud, sino también la duración de la señal de error Δu_o . Si la tensión de salida alcanzada hasta un instante determinado es u_{ao} y si se considera una señal de error en escalón $\Delta u_{oescalón}$, la duración máxima admisible t_{adm} de dicha señal de error que no debe sobrepasarse en ningún caso para una constante de tiempo de acción integral T_I determinada, si se desea evitar que el controlador I llegue a la saturación, viene dada por

$$t_{adm} = T_I \left| \frac{u_{am\acute{a}x} - u_{ao}}{\Delta u_{oescal\acute{o}n}} \right| \quad (128)$$

La siguiente es la etapa que conforma la acción integral.

Figura 107 Circuito integral.



Al circuito se le adapta un switch electrónico utilizado para descargar el condensador cada vez que se ejecuta la acción integral.

Figura 108 Simulación integral. (Señal azul señal integral, señal verde referencia 0V).

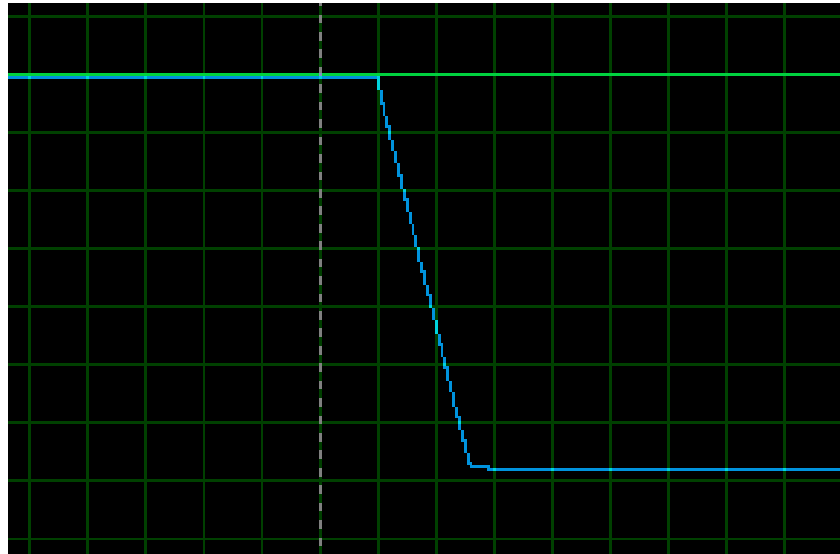
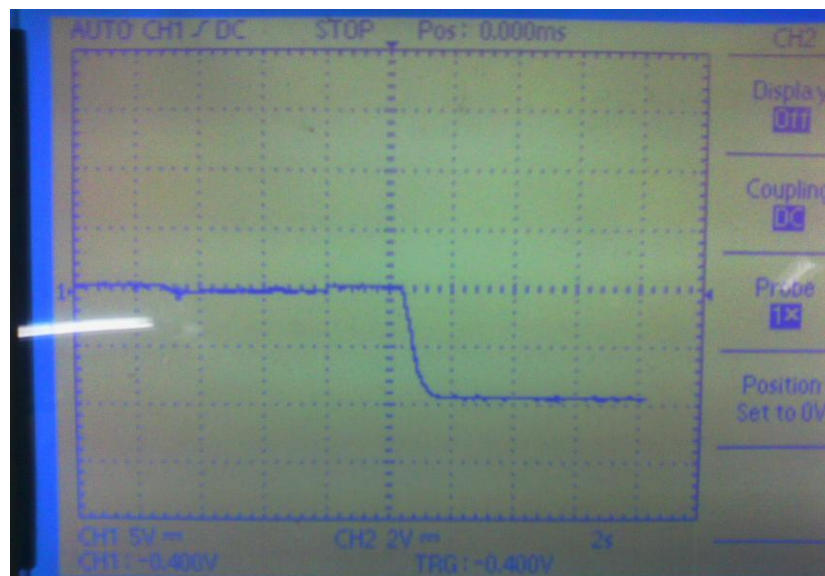


Figura 109 Captura real señal integral.



Se puede observar la respuesta del circuito la cual corresponde a un tiempo de integración. La respuesta es negativa debido a la conexión en modo inversor del amplificador.

3.5.2.3 ACCIÓN DERIVATIVA

La acción integral se consigue mediante una capacidad dispuesta en la rama en serie del circuito de realimentación de un amplificador operacional. Por tanto, la acción derivada debe poderse lograr mediante un montaje dual, es decir mediante una inductancia en la

rama en serie o una capacidad en la rama en paralelo del circuito de realimentación o también mediante una capacidad en la rama en serie correspondiente a la entrada. Esta última posibilidad es la que suele preferirse cuando se trata de conseguir una acción derivada pura. La acción de transferencia correspondiente a este elemento de acción derivada viene dada por la expresión.

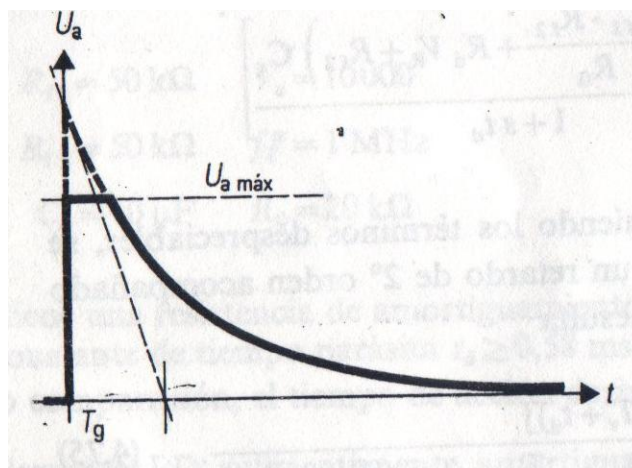
$$F_R(s)_D = \frac{-u_a(s)}{u_o(s)} = sR_f C_o = st_D \quad (129)$$

En la que $t_D = R_f C_o$ es la constante de tiempo de acción derivada.

Para una variación en escalón de la señal de entrada se obtiene en la salida del amplificador la mayor amplitud posible. Esta amplitud debería ser infinita en el caso de un amplificador ideal. Sin embargo, la superficie tensión/tiempo sería finita e igual al producto de la tensión de entrada $u_{oescalón}$ por la constante de tiempo de acción derivada t_D .

La superficie tensión/tiempo efectiva correspondiente a la salida es el resultado del producto $u_{oescalón} * t_D$, siempre y cuando la tensión de salida no supere a la tensión máxima $u_{amáx}$ del amplificador operacional. Por tanto, debe elegirse, para una constante de tiempo de acción derivada t_D dada, la mayor resistencia R_o posible. Pero, por otro lado, R_o ha de ser la mas pequeña posible para la que la constante de tiempo de aislamiento T_g (constante de tiempo parásita) sea también lo menor posible. Si la tensión de salida u_a llegara a superar a la tensión máxima $u_{amáx}$, se perdería una porción de la superficie tensión/tiempo efectiva.

Figura 110 Respuesta a un escalón correspondiente a un elemento de acción derivada con componente de retardo que ha alcanzado la saturación.



La siguiente es la etapa que conforma la acción derivativa.

Figura 111 Circuito derivativo.

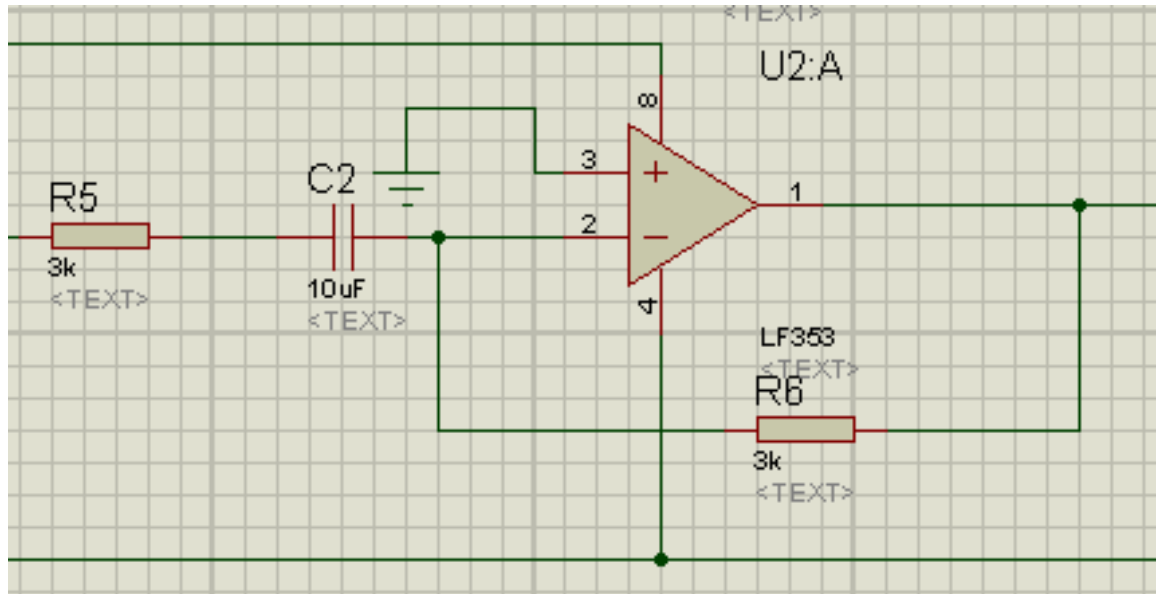


Figura 112 Simulación derivativa. (Señal azul señal derivativa, señal verde referencia 0V).

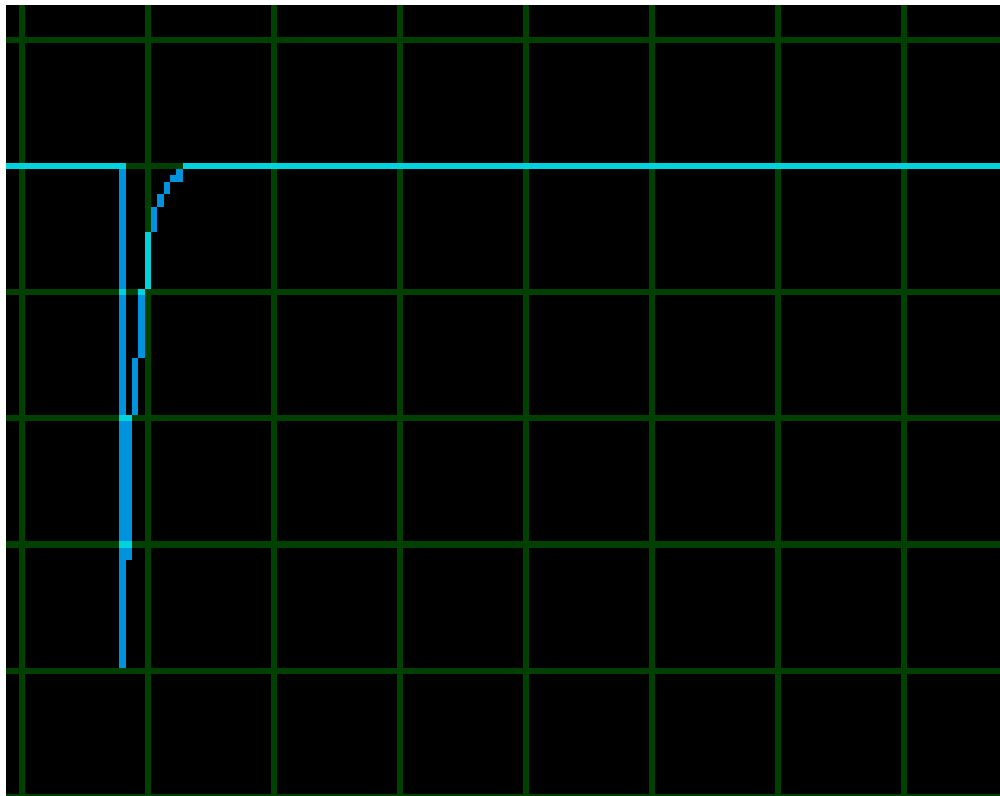
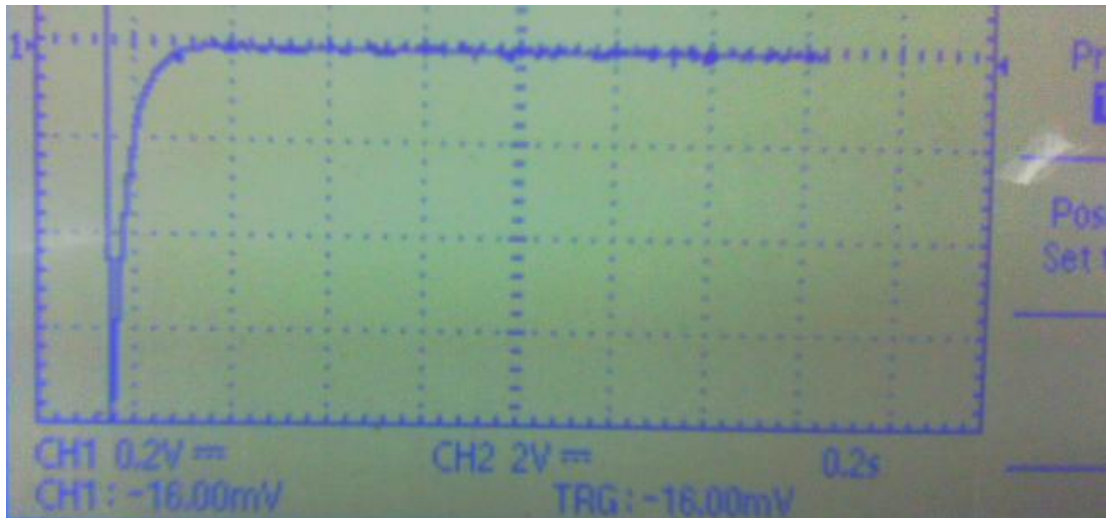


Figura 113 Captura real señal derivativa.



Se puede observar la respuesta del circuito la cual corresponde a un tiempo derivativo. La respuesta es negativa debido a la conexión del amplificador en modo inversor.

3.5.2.4 SIMULACIÓN SEÑAL PID FINAL

Luego de llevar las tres acciones con sus respectivas señales al sumador, se obtiene la señal correctora PID.

Figura 114 Circuito sumador PID.

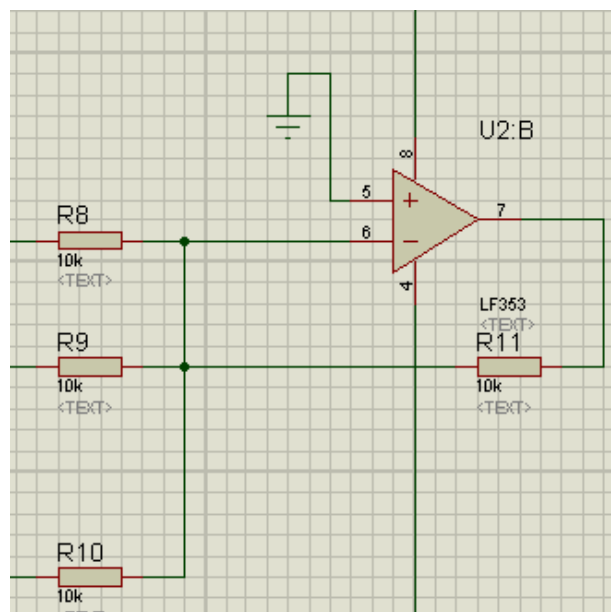


Figura 115 Simulación señal PID.

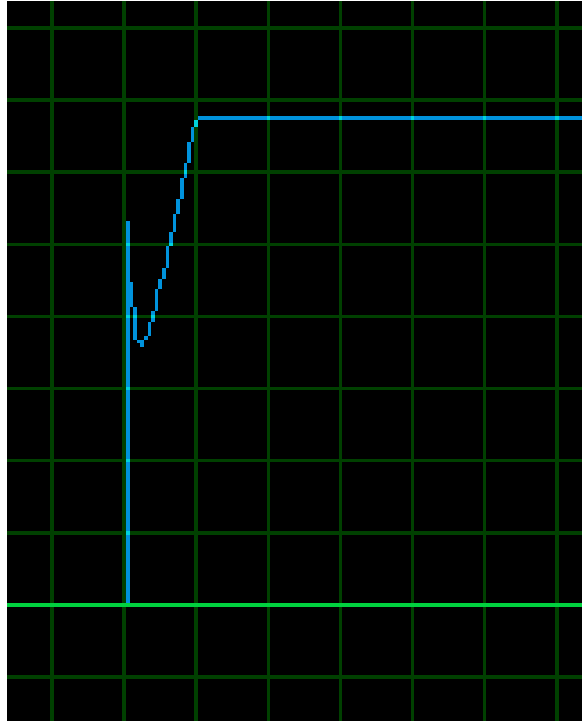


Figura 116 Captura señal PID con parámetros de prueba.

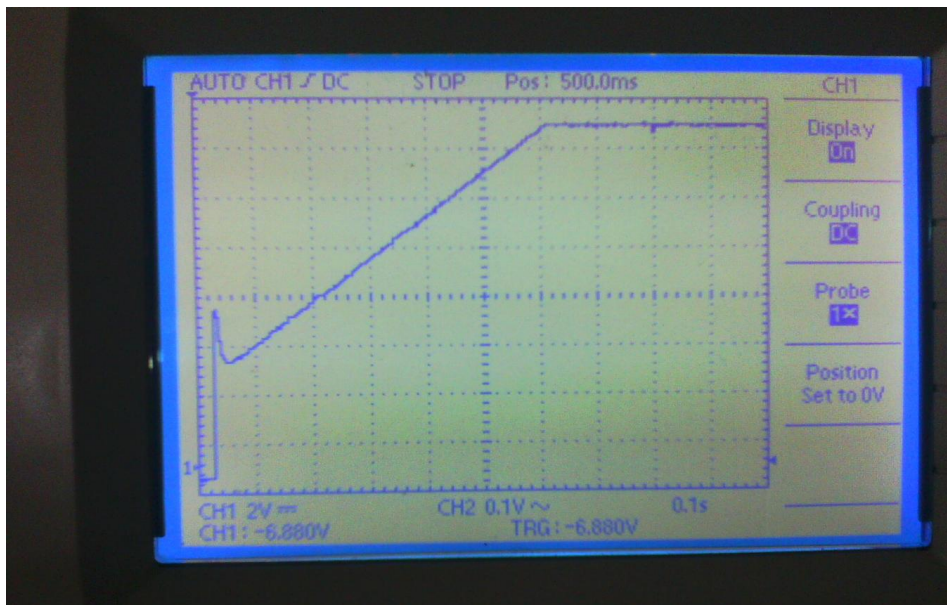
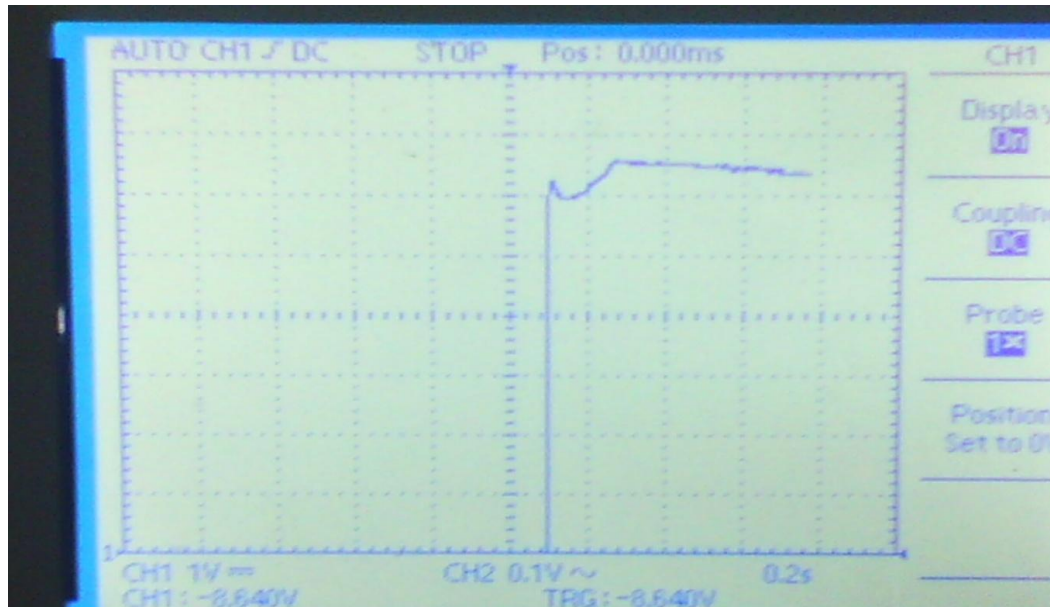


Figura 117 Captura señal PID con parámetros hallados.



Se puede observar que al llevar las tres señales que representan las acciones de control al circuito sumador se obtiene como respuesta la señal PID que corresponde a la acción correctora del sistema. Se puede observar que a pesar de que todas las señales de entrada son negativas, la señal de salida es positiva; esto debido a la conexión en modo inversor del amplificador del circuito.

3.5.2.5 Descripción del circuito y su proceso

Un motor siempre trabaja en vacío a cierta velocidad nominal, pero si le aplica o se acopla una carga al mismo motor esta velocidad cae.

El controlador PID pretende corregir esto y permitir que una vez se acople una carga al motor la velocidad del mismo no caiga.

Por ende se desarrolla el controlador el cual una vez se ha caído la velocidad del motor entra en operación y elimina el error que genera la pérdida de energía en la maquina haciendo que la velocidad se mantenga estable.

La acción correctora se logra a través de la asociación tres acciones, la proporcional, la integral y la derivativa operando en conjunto con los diferentes circuitos de la etapa de control descritos previamente.

La primera parte del proceso es generar una señal de rampa a través del circuito generador de rampa (descrito anteriormente) esta señal se usara para compararla con la señal de corrección que entregara el controlador PID.

Cuando el motor ha perdido velocidad por acción de una carga, a través del taco generador envía una señal de tensión la cual llega directamente a un circuito restador (descrito anteriormente). Esta señal es comparada con un circuito set point o referencia (descrito anteriormente) y se genera un voltaje de error, el cual es el error que pretende corregir el controlador PID. Cuando se genera este valor erróneo, se ingresa a la entrada del controlador PID dicha tensión; esto hace que las tres acciones correctoras trabajen y en conjunto la salida del circuito entregue una señal de tensión correctora.

El valor de dicha señal depende de cada una de las ganancias (proporcional, integral y derivativa) del controlador las cuales se calculan aplicando los métodos de sintonización que fueron descritos previamente en el trabajo.

La señal correctora entregada por el controlador PID es llevada a un circuito sumador (descrito anteriormente) este circuito suma la señal correctora con la señal de rampa ya generada y da como respuesta una nueva señal que será comparada para generar así el pulso que dispara el circuito de potencia.

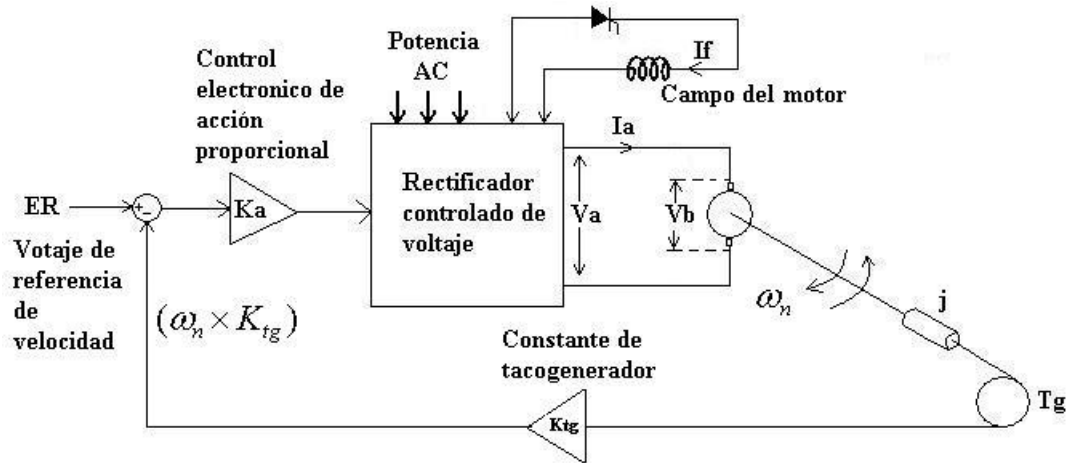
La señal a la salida del circuito sumador es llevada al circuito generador de pulsos (descrito anteriormente), el cual se encarga de compararla con una señal de referencia o set point y generar un tren de pulsos. A través de un opto acoplador los pulsos generados, permitirán disparar el dispositivo scr y controlar la velocidad del motor.

3.6 MODELADO Y SIMULACIÓN PARA EL CONTROL DE VELOCIDAD DEL MOTORE DC CON EXCITACIÓN INDEPENDIENTE Y CON REALIMENTACIÓN DE LA VELOCIDAD

Modelado y simulación del control de velocidad de un motor DC controlado por voltaje de armadura.

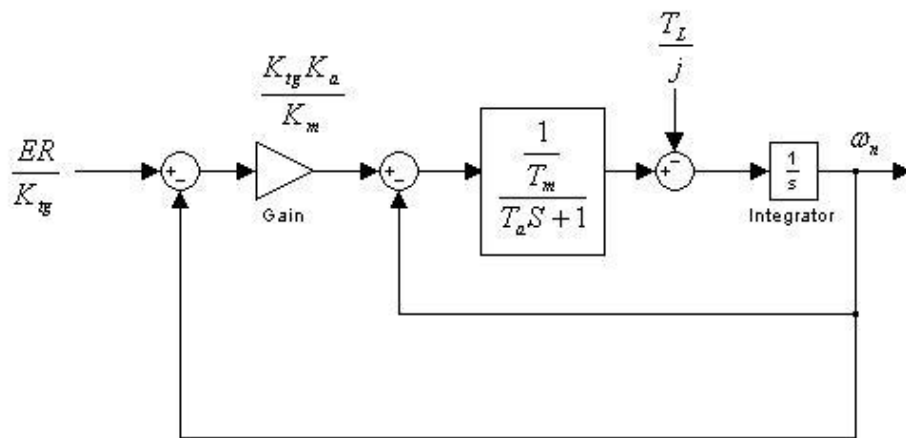
La estructura en diagrama de bloques para controlar el motor es el siguiente:

Figura 118 Diagrama de bloques del control de velocidad con realimentación.



Donde T_g es un tacogenerador que nos permite leer la velocidad de salida del motor y realimentarla a la entrada. ER es un voltaje de referencia de velocidad, que depende de la velocidad (ω_n) del motor que se desea mantener constante y K_{tg} es la constante de generación del tacogenerador con su voltaje en terminales [1].

Figura 119 Modelo de bloques del sistema de control.



De la figura anterior se obtiene

$$K_0 = \frac{K_{tg} K_a}{K_m}$$

La función de transferencia en lazo cerrado es:

$$G_{cl}(S) = \frac{\omega_n}{ER} = \frac{\frac{K_0}{T_m(T_a S + 1)S}}{1 + \frac{K_0}{T_m(T_a S + 1)S}} = \frac{K_0}{K_{tg}} \frac{1}{T_m(T_a S + 1)S + 1 + K_0} \quad (131)$$

$$= \frac{K_0}{K_{tg}} \frac{1}{T_m T_a S^2 + T_m S + 1 + K_0} = \frac{K_0}{K_{rg}} \frac{1}{S^2 + \frac{S}{T_a} + \frac{1 + K_0}{T_a T_m}} \quad (132)$$

De donde

$$2\omega_n \xi = \frac{1}{T_a} \quad (133)$$

$$\xi = \frac{1}{2\omega_n T_a} \quad (134)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + K_0}{T_a T_m}} \quad (135)$$

$$\xi = \frac{1}{2T_a \sqrt{\frac{1 + K_0}{T_a T_m}}} = \frac{\sqrt{\frac{1 + K_0}{T_a T_m}}}{2T_a \left(\frac{1 + K_0}{T_a T_m}\right)} = \frac{\sqrt{\frac{1 + K_0}{T_a T_m}}}{2 \left(\frac{1 + K_0}{T_m}\right)} \quad (136)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\frac{1 + K_0}{T_a T_m}}{\frac{(1 + K_0)^2}{T_m^2}}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{T_a}}{1 + K_0}} \frac{1}{T_m} \quad (137)$$

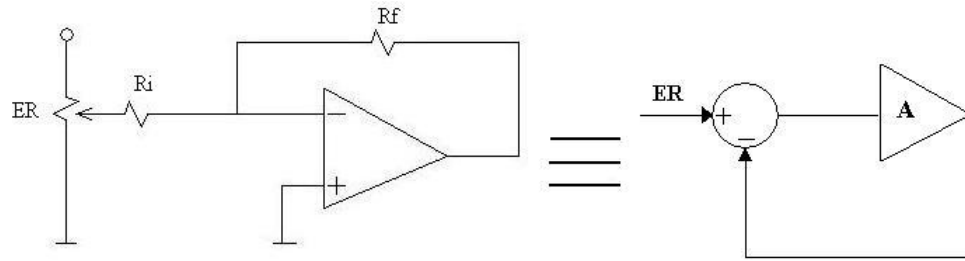
$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_a}{T_m(1 + K_0)}} \quad (138)$$

Como se puede apreciar la razón de amortiguamiento ξ depende de los parámetros del motor T_a y T_m y de una variable externa K_0 que nos permite fijar la dinámica del sistema.

3.6.1 SIMULACIÓN MATLAB

Se simula el motor con los parámetros anteriormente calculados.

Figura 120 Esquema representativo del amplificador y la señal de error.



La ganancia del amplificador que detecta el error (ganancia proporcional) de velocidad como se aprecia en la figura es

$$K_a = \frac{R_f}{R_i} = 46 \quad (139)$$

De la figura del motor se tiene:

$$(ER - K_{tg} \times \omega_n) (K_a) = \text{Voltaje generado en terminales del motor} \quad (140)$$

Voltaje generado

$$V_b = K_b \omega_n = K_m \omega_n \quad (141)$$

De (140)

$$ER \times K_a = (K_{tg} \omega_n) K_a + K_b \omega_n \quad (142)$$

Si K_a (ganancia del amplificador del circuito electrónico) =10 entonces:

$$ER = \frac{(K_{tg} \omega_n) 46 + K_b \omega_n}{46} \quad (143)$$

$$\omega_n = 5500rpm = 575rad / s$$

$$ER = \frac{(575 \text{ rad/s}) \times (0.025 \text{ V} \times \text{s/rad}) 46 + (0.025)(575)}{46} = \frac{661.25 + 14.375}{46}$$

$$ER = 14.7$$

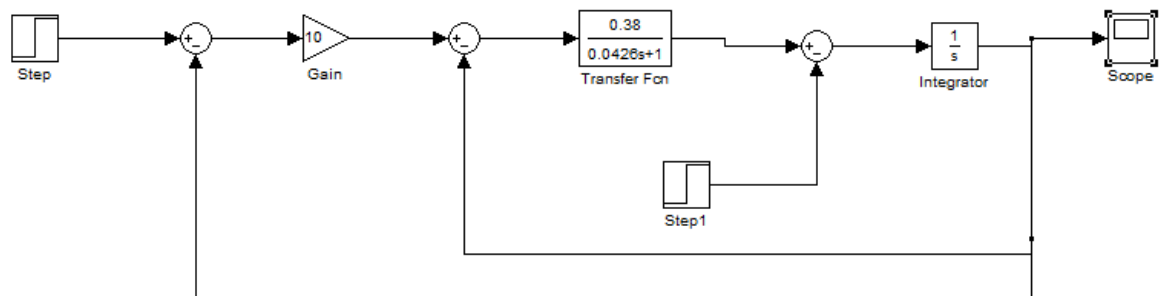
$$\frac{ER}{K_{tg}} = 588$$

$$T_a = 0.0426$$

$$T_m = \frac{jR_a}{K_m^2} = 2.6244$$

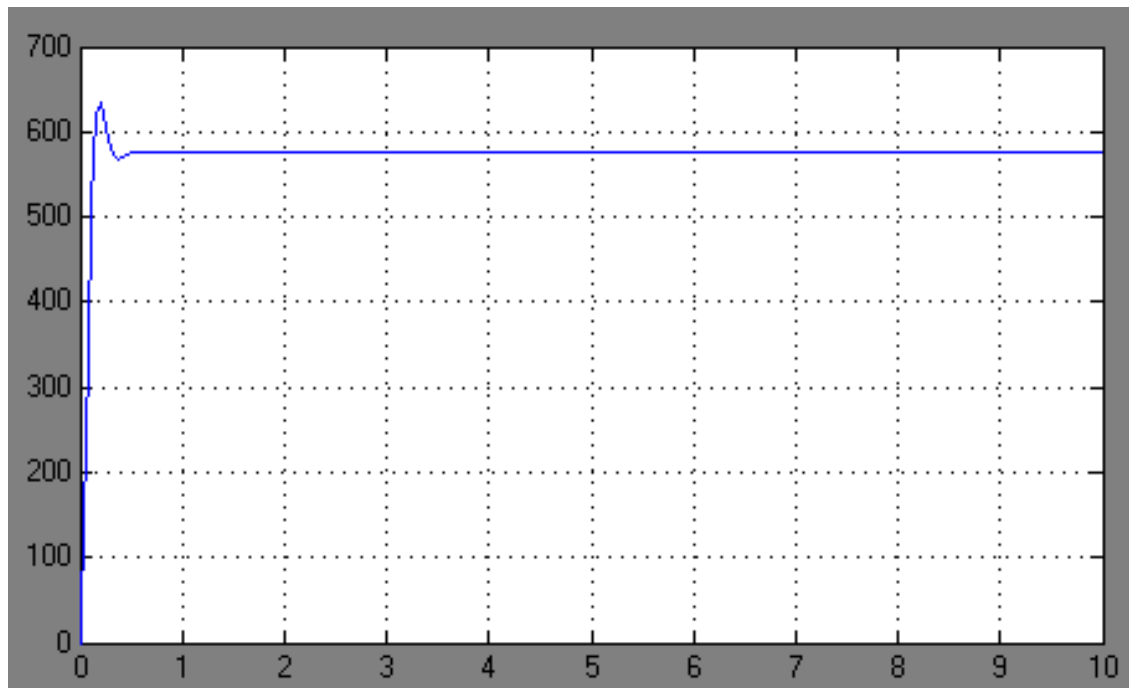
3.6.1.1 CONTROL P

Figura 121 Simulación diagrama de bloques (modelo con realimentación) en matlab.



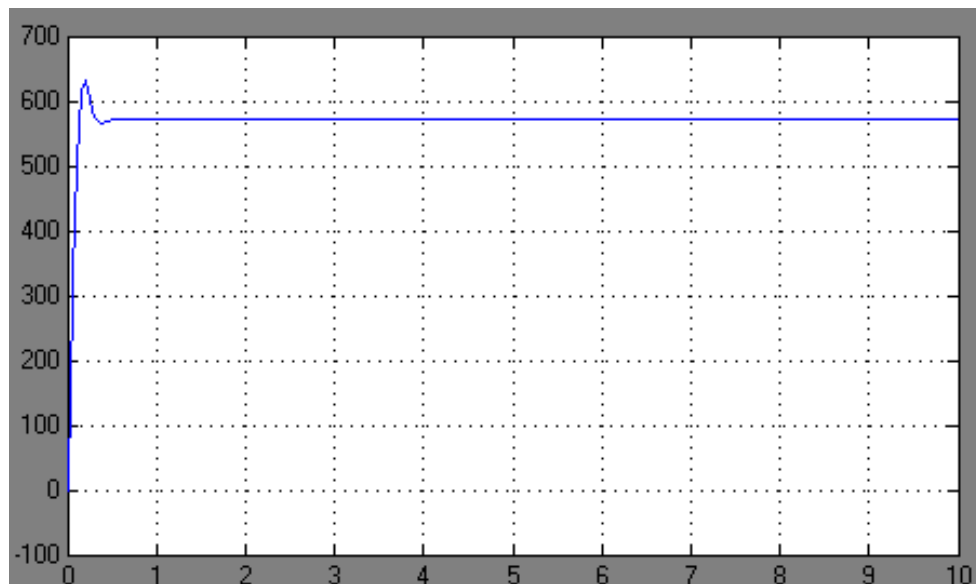
De la simulación se obtienen:

Figura 122 Respuesta sin carga, con realimentación por taco generador y con un valor de referencia de velocidad: señal de referencia para la velocidad nominal.



En la figura se observa que el motor no alcanza los 588 rad/s y llega aproximadamente a 575 rad/s, el cual es un error de estado estacionario del 2.2% debido a la ganancia proporcional.

Figura 123 Respuesta del sistema con control al 100% de la carga



En la figura 123 se puede observar que al 100% de la carga la velocidad del motor cae a 573 rad/s, es decir cae en solo un 0.3% con respecto a la simulación sin carga en la figura 112. El sobre pico es aproximadamente del 10%.

3.6.1.2 CONTROL PI

Simulando el sistema con las ganancias proporcional e integral aplicando el 100% de la carga, se obtiene la siguiente respuesta.

Figura 124 Simulación diagrama de bloques con control PI matlab.

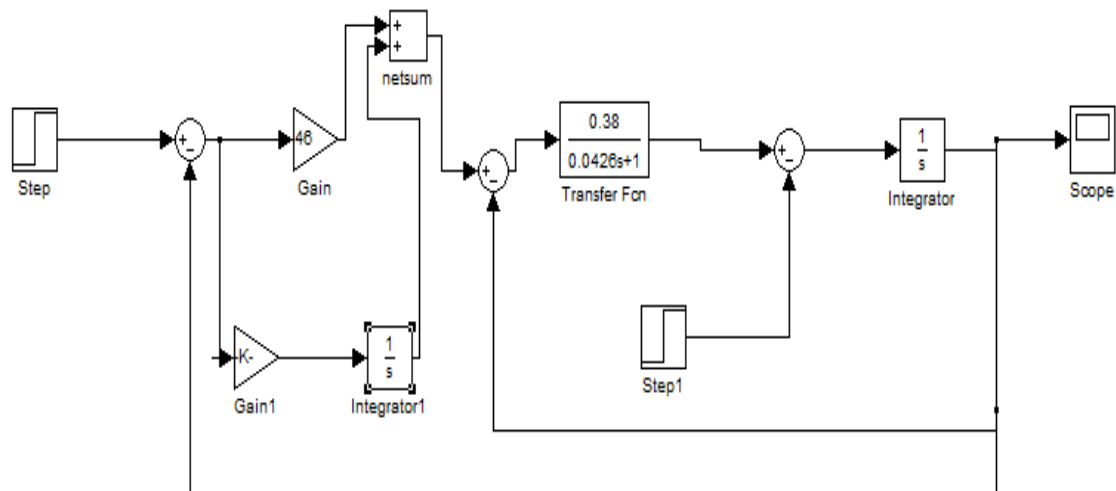
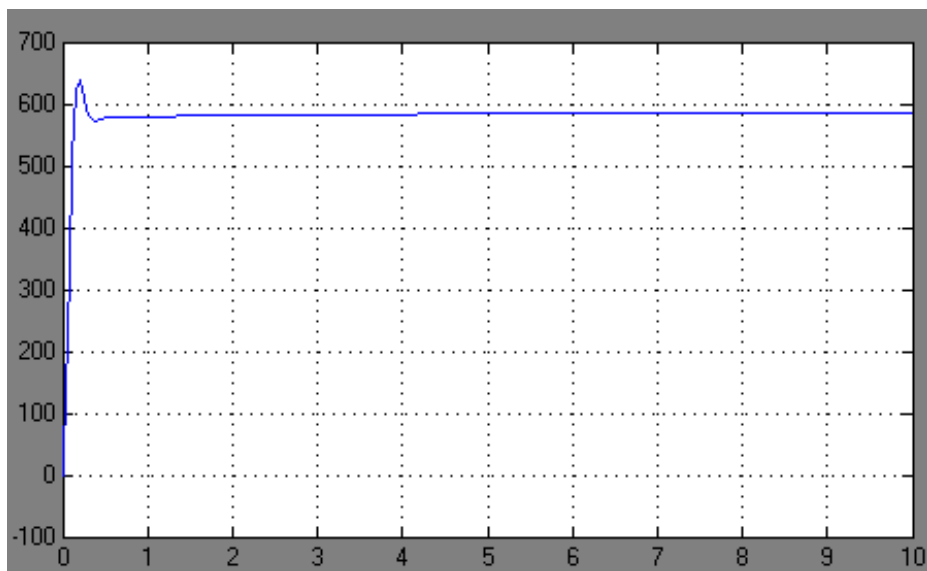


Figura 125 Respuesta del sistema con control PI.



De la figura 125 se puede observar que el motor alcanza su velocidad 588rad/s al aplicarle el 100% de la carga y el sobre pico del sistema es del 9,4% aproximadamente. se observa que desaparece el error de estado estacionario.

3.6.1.3 CONTROL PID

Simulando el sistema con las ganancias proporcional, integral y derivativa aplicando el 100% de la carga, se obtiene la siguiente respuesta.

Figura 126 Simulación diagrama de bloques control PID.

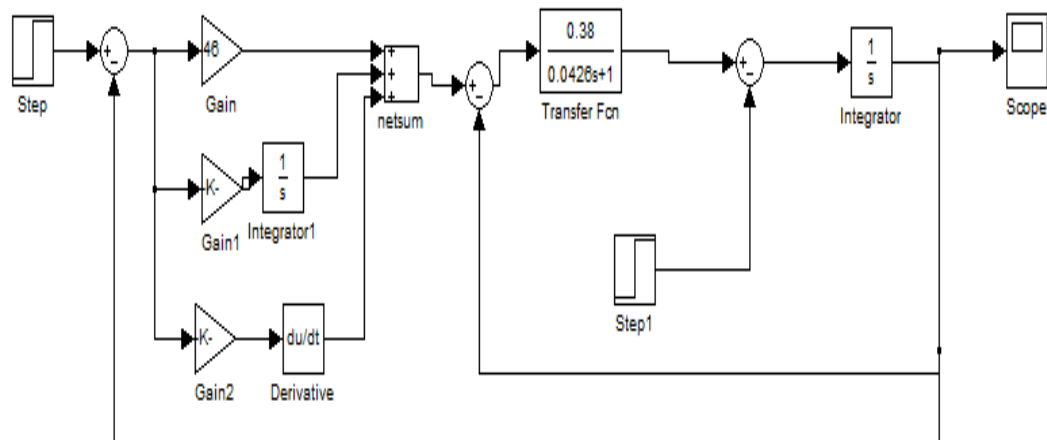
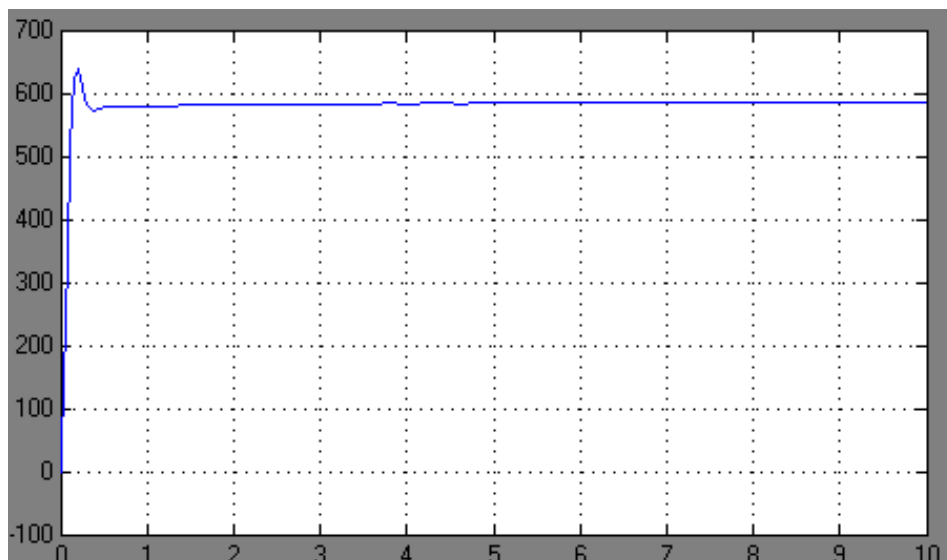


Figura 127 Respuesta del sistema control PID.

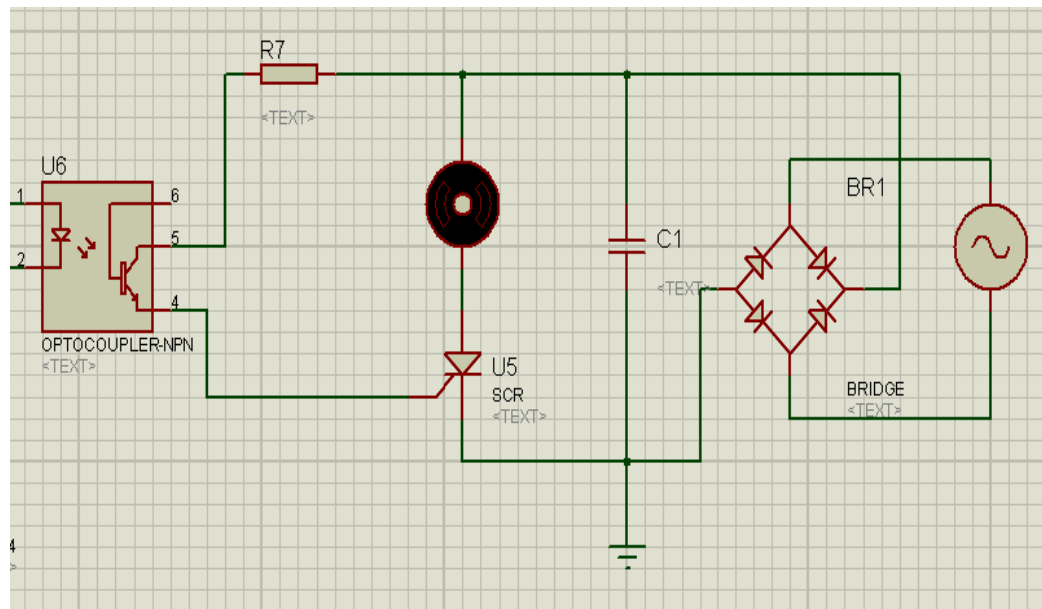


De la figura 127 se puede observar que el motor alcanza su velocidad de referencia al aplicarle el 100% de la carga y el sobre pico del sistema es del 8,9% aproximadamente.

3.7 CIRCUITO DE POTENCIA

El siguiente circuito representa la etapa de potencia del proyecto.

Figura 128 Circuito de potencia simulación en proteus.



Material es empleados en el montaje

- 4 diodos rectificadores de 1A(amperaje según la carga)
- SCR BT151-500
- Transformador a 12V
- Potenciómetro 5K Ω
- Motor 12V DC

Figura 129 Captura real circuito de potencia.



También se diseñó un circuito a base de diodos para adecuar la señal del taco generador ya de que la señal que arroja es alterna y se requiere convertirla a DC para la etapa de control.

Figura 130 Señal alterna arrojada por el taco generador.

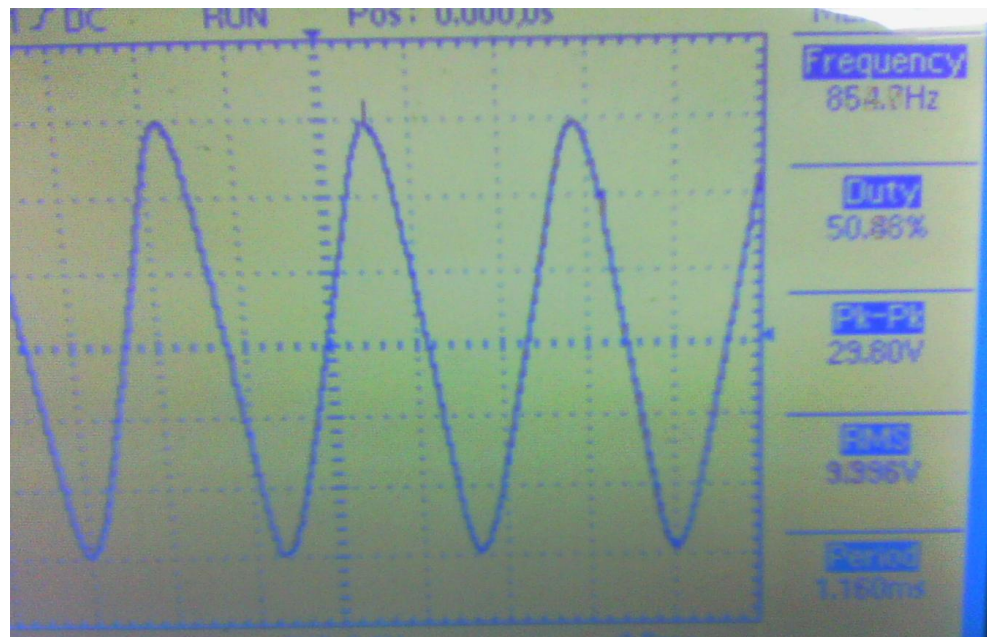
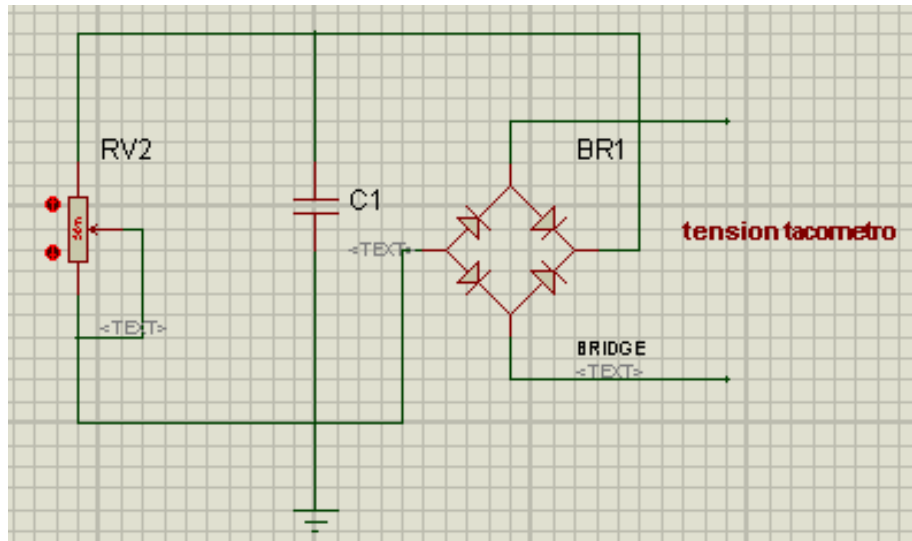


Figura 131 circuito adecuador de señal tacogenerador.



Materiales empleados en el montaje

- 4 diodos rectificadores 1A
- potenciómetro
- condensador electrolítico
- tacómetro

Figura 132 Captura real circuito adecuador.

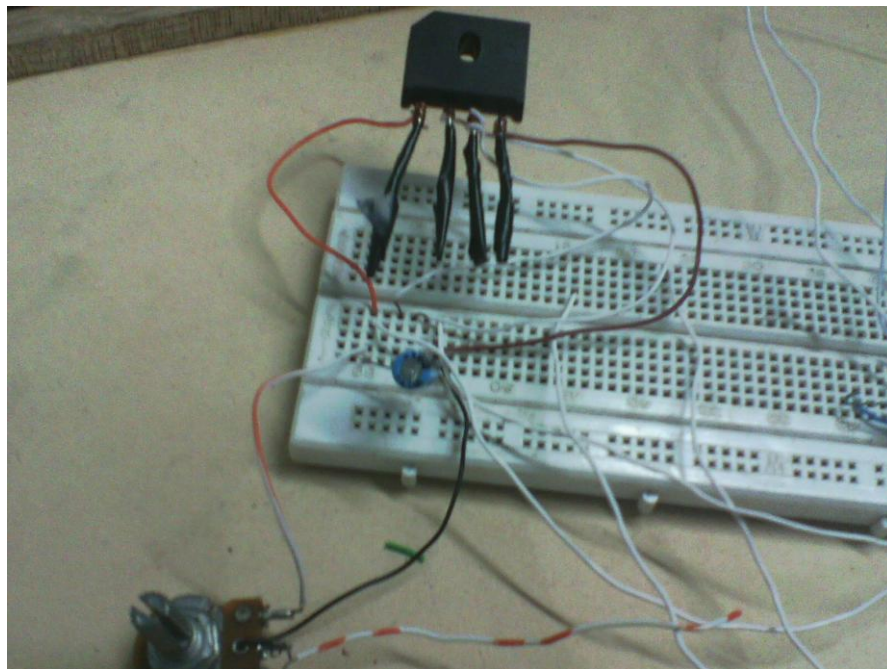
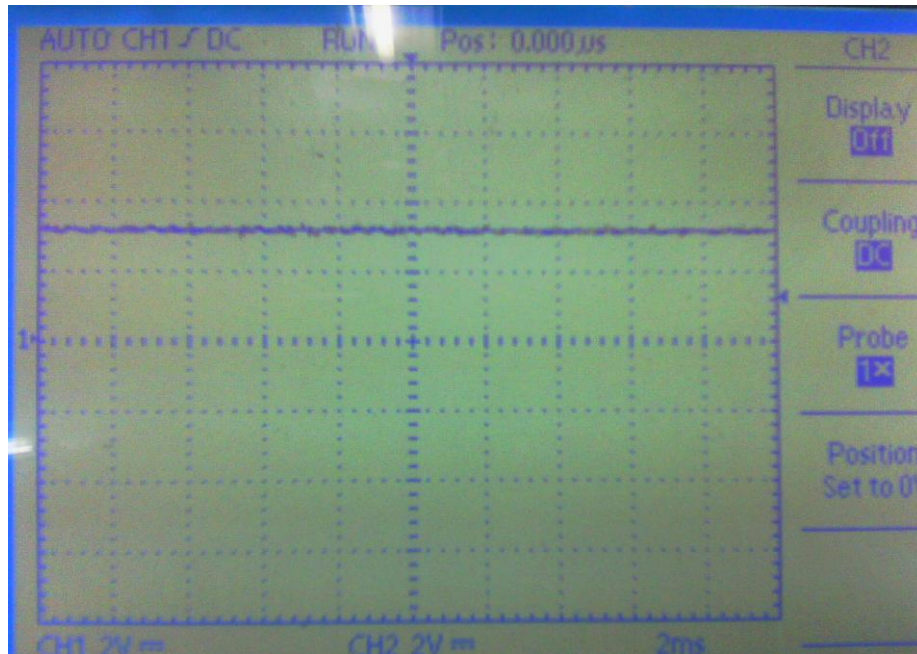


Figura 133 Señal DC adecuada.



Es importante mencionar que los cálculos de materiales en la etapa de potencia dependen del motor a controlar y de sus respectivos parámetros

3.8 DATOS OBTENIDOS

Ya en operación al motor se le acoplo una carga y se observó el siguiente comportamiento:

El motor se calentó durante 15 minutos y se tomaron mediciones para un tiempo de 10 segundos.

Tabla 6 Datos obtenidos mediante pruebas pid.

Sin carga	Voltaje en el motor	Corriente (A)	Velocidad rpm
con PID	11,20	0,18	4478
Sin PID	9,96	0,15	4000
Con carga	Voltaje en el motor	Corriente (A)	Velocidad rpm
Con PID	9,61	0,29	3840
Sin PID	8,33	0,23	3193

Figura 134 Carga que se acopla en el eje del motor.



Esta carga representa un esfuerzo mecánico lo cual se traduce en pérdida de velocidad en el motor una vez es acoplada al eje de la máquina.

Se observa una vez realizado el controlador, cuando se prueba la velocidad del motor sin carga, su devanado de armadura es alimentado por 10V DC aproximadamente. El cual representa una velocidad de 418rad/s aproximadamente, de acuerdo a los datos tomados en pruebas previamente descritas.

Una vez se acopla la carga al motor, se observa que la velocidad del sistema cae. Se observa una pérdida de tensión en la armadura aproximadamente de 1,3V y se observa que la velocidad cae un 20% aproximadamente.

Finalmente cuando se activa la acción del controlador PID se observa que el motor con la carga recupera la velocidad que previamente se perdió y en la armadura se obtiene de nuevo una tensión igual a 9,6V lo cual representa una velocidad de lo que equivale a 96% aproximadamente. Efectivamente se ve que recupera la velocidad el sistema.

Es importante resaltar que debido a las dimensiones y estructuras de las cargas el sistema puede presentar desbalances que se traducen en vibraciones y esto afecta la precisión del sistema.

3.9 CIRCUITOS IMPRESOS

A continuación se muestran cada uno de los circuitos impresos de la etapa de control del proyecto diseñados con ayuda del programa proteus.

Figura 135 Diseño circuito impreso proporcional.

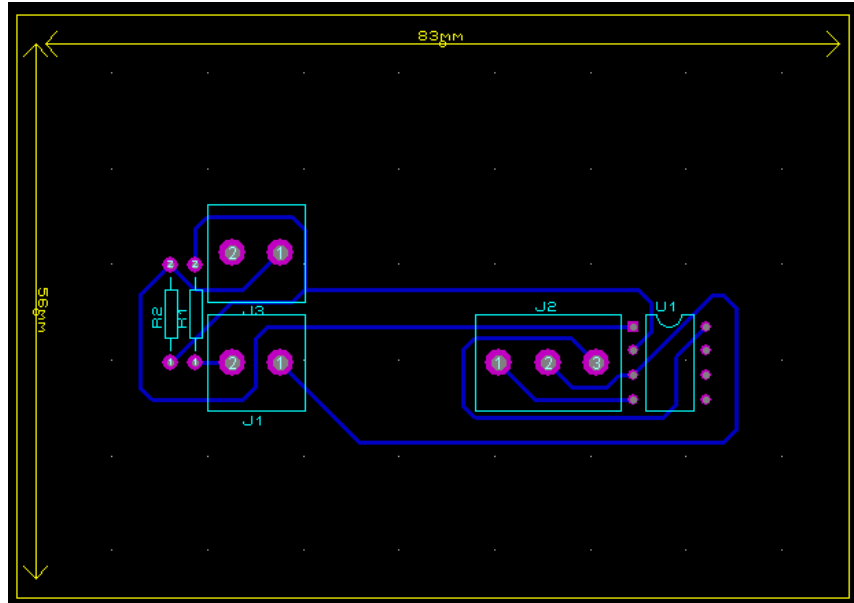


Figura 136 Diseño impreso integral.

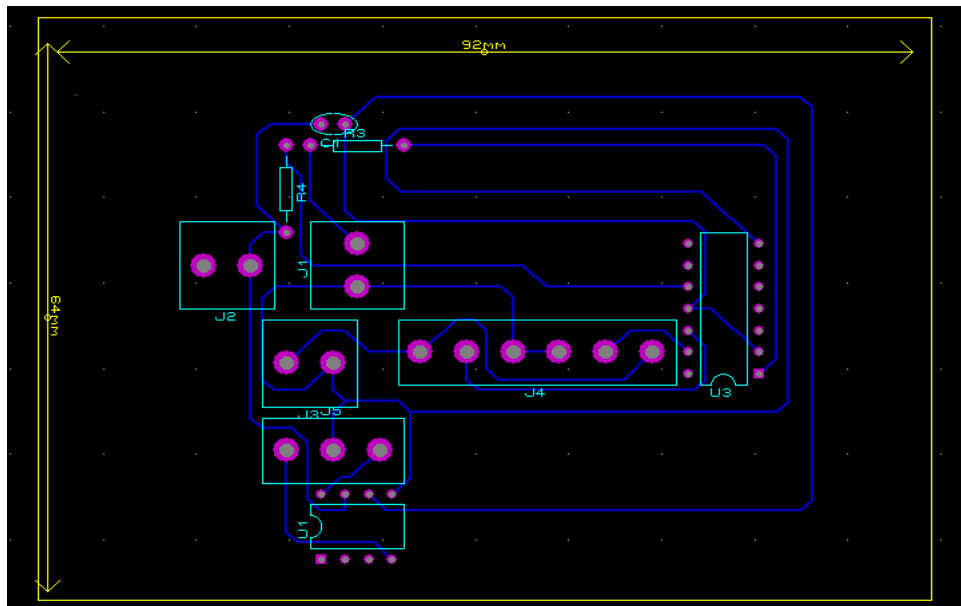


Figura 137 Diseño impreso derivativo.

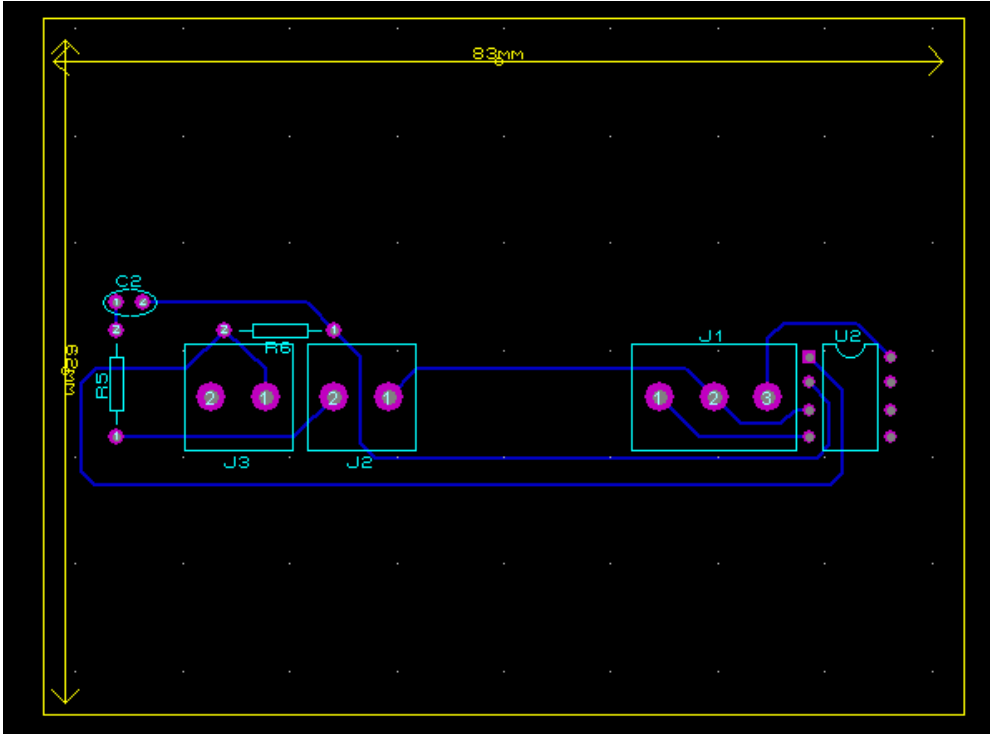


Figura 138 Diseño impreso de sumador pid.

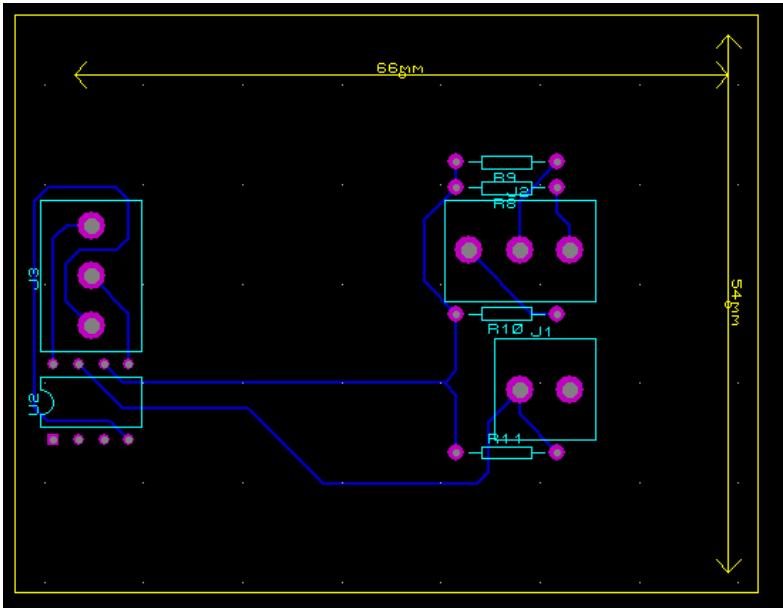


Figura 139 Diseño impreso generador rampa.

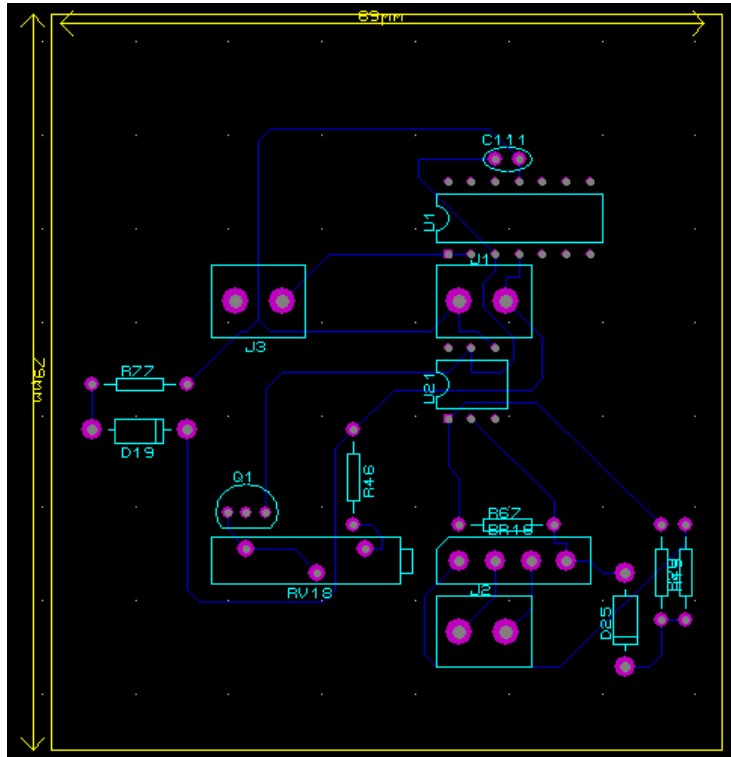


Figura 140 Diseño impreso set point.

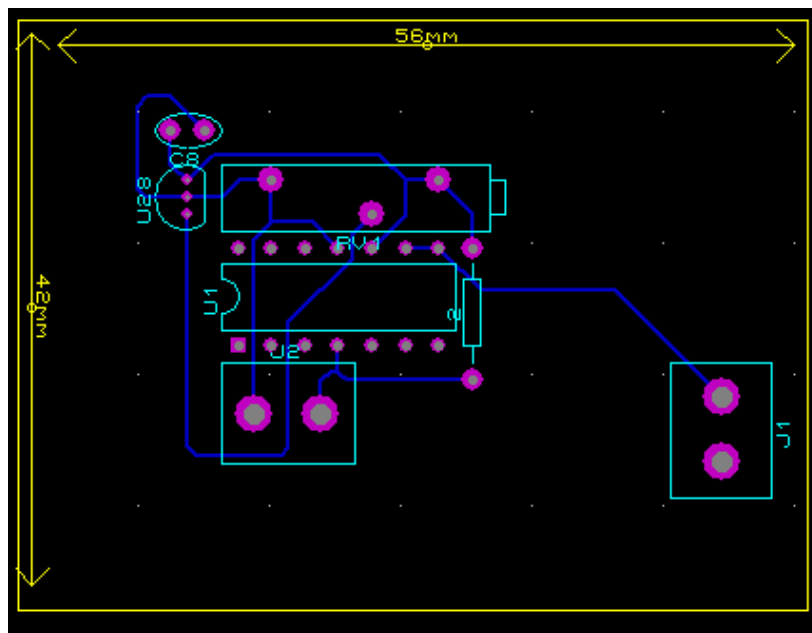


Figura 141 Diseño impreso circuito restador.

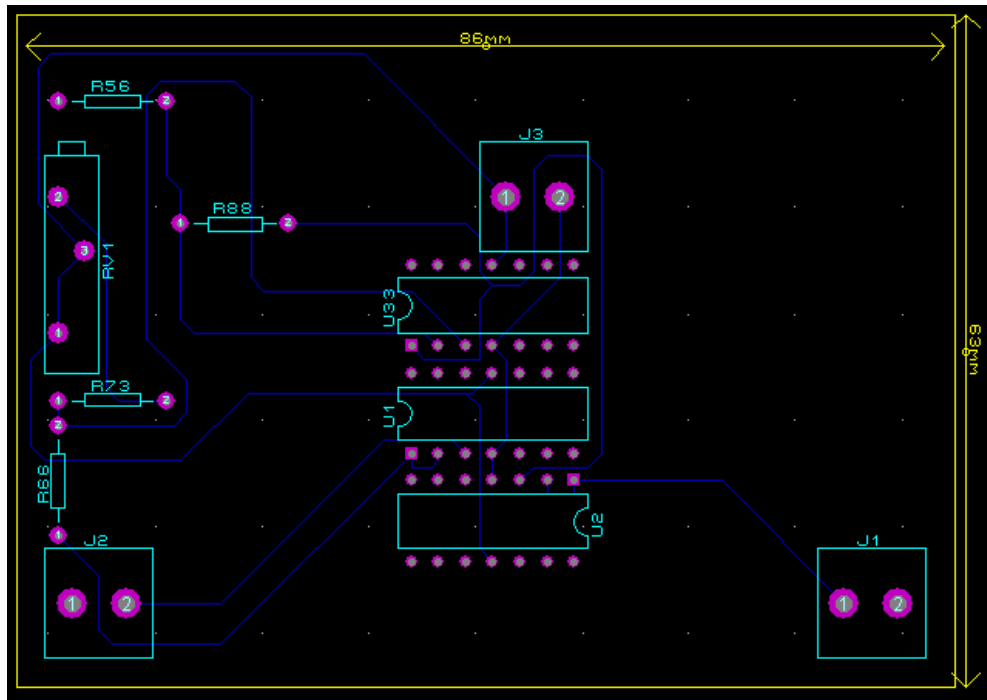


Figura 142 Diseño impreso circuito sumador.

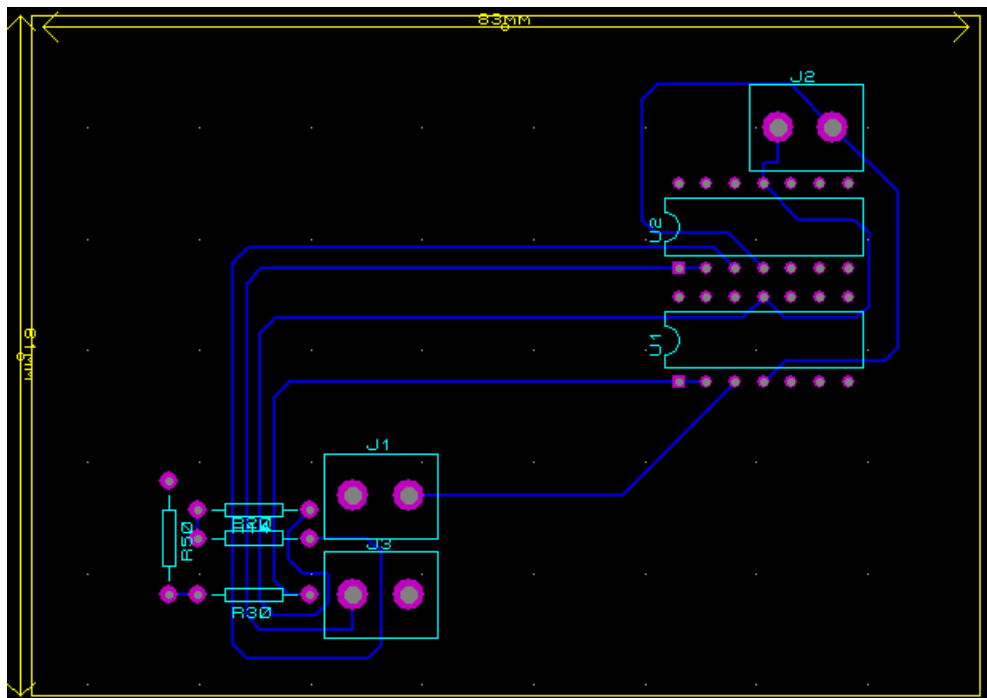
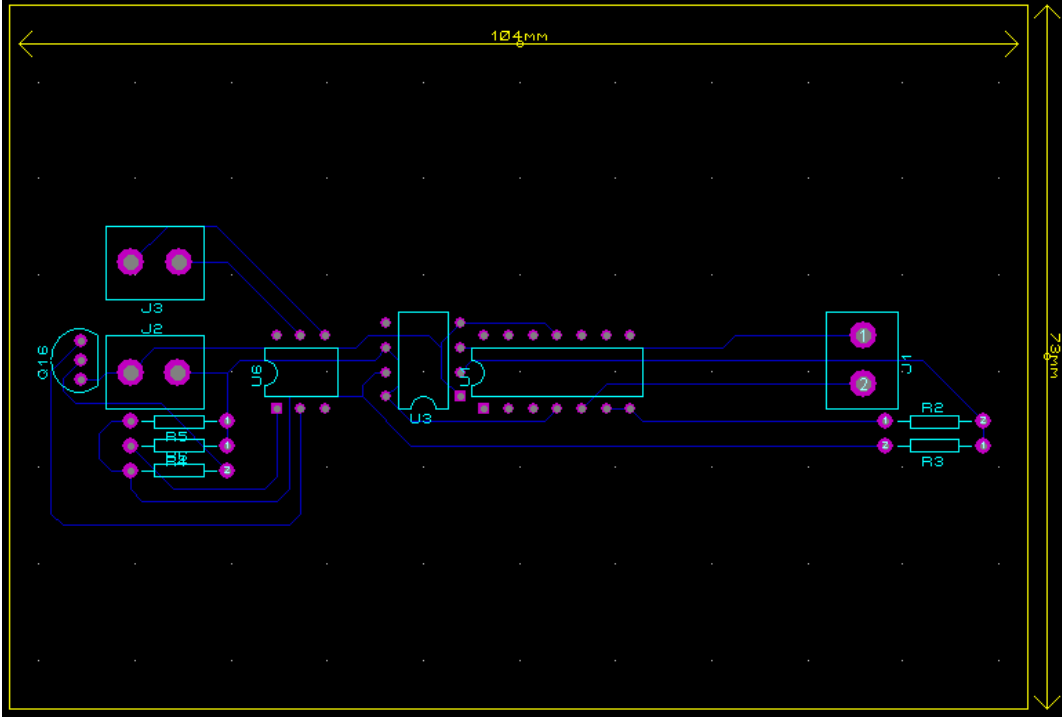


Figura 143 Diseño impreso circuito de disparo.



4. CONCLUSIONES

- La precisión en la respuesta de un sistema de control, depende de la precisión con que se obtengan cada uno de los parámetros que intervienen en la dinámica a controlar; para nuestra aplicación resistencia, inductancia, constante de inercia y fricción entre otros. por ello la importancia de utilizar los métodos correctos de medición y parametrización de cualquier sistema.
- Se observó que mediante el uso de un sistema de control de lazo cerrado, se puede lograr que una variable se pueda controlar de forma confiable, es decir, se obtiene un menor error entre el valor del set point (o valor de referencia) y la salida del sistema, debido a la realimentación y constante comparación entre estos dos valores, además de la ventaja de ser un proceso completamente automático.
- se comprobó la importancia de encontrar la dinámica de un sistema representándolo mediante su función de transferencia, pues ésta nos da a conocer el comportamiento del mismo, y la relación entre la salida y la entrada considerando que con la dinámica correcta se realizan los cálculos necesarios para hallar las constantes PID (Proporcional Integral y Derivativo) para un control adecuado.
- Una metodología óptima en la construcción de un prototipo, es la simulación o diseño de un modelo inicial en el cual se analizaran posibles problemas físicos o de construcción antes de desarrollar el sistema final.
- Para el desarrollo tecnológico de una región, es importante la aplicación de los conceptos y las teorías adquiridas durante el proceso educativo, y el uso de propuestas nuevas e innovadoras, dirigidas a mejorar los procesos industriales o de cualquier índole, o la creación de elementos o partes de estos.
- Es importante impulsar en tecnología el estudio de las máquinas de la industria y tratar de dar soluciones a diferentes procesos que estas envuelven. Ya que es un campo de la tecnología eléctrica que se considera a veces olvidado, facilitar procesos a través de la participación tecnológica, estudios y ciencia, es agilizar el desarrollo de la industria nacional la cual en el ámbito tecnológico está totalmente atrasada y es poco competitiva.

5. BIBLIOGRAFÍA

- [1] ARREGOCÉS, Sigilfredo. Apuntes de clase control y relevación 2011. Universidad tecnológica de Pereira.
- [2] ASTROM, Karl; Torre, Hagglund. Control pid avanzado. Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Lund University.
- [3] AVILA, Fernando, et al. Control de velocidad y dirección de un robot de carrera autónomo. [En línea].
<<http://tesis.ipn.mx/dspace/bitstream/123456789/10787/1/43.pdf>>.
- [4] BOYLESTAD, Nashelsky. Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos. Electrónica octava edición.
- [5] BR, Jesdely; Sánchez, R. Diseño y construcción de un controlador pid analógico. Universidad de los andes.
- [6] DEL CARMEN, Adriana Melissa, Hernández, Cindy Valeria. Control pid de la velocidad de una banda transportadora para la clasificación de objetos. [En línea].
<http://ice.uaz.edu.mx/c/document_library/get_file?uuid=ab9532e1-c869-4cf5-9f8e-83695781687b&groupId=54327>.
- [7] DOMÍNGUEZ, David; Ulloa, Rebeca, et al. Control de un motor por medio de PWM para procesos de velocidad. Instituto politécnico nacional. Mexico.
- [8] FRITZ, Caroline. Motor de corriente continua.[En línea].
<http://www.ehowenespanol.com/definicion-motor-corriente-directa-sobre_55810/>.
- [9] LÓPEZ GUILLEN, María Elena. Identificación de sistemas, aplicación de modelado de un motor de continua. Departamento de electrónica.
- [10] NASIMBA QUINATO, Jaime Daniel. Diseño e implementación de un arrancador electrónico para el motor dc, baldor cdp3440, para realizar prácticas, en el laboratorio de máquinas eléctricas, FIE. Escuela superior politécnica de Chimborazo Ecuador.
- [11] motores de corriente directa. Unidad 2. [En línea]
<<http://www.joanpola.com/resources/Motores%20el%C3%A9ctricos.pdf> >.
- [12] MARTÍNEZ, Héctor. Análisis modelado, simulación en computadora del motor de corriente directa tipo serie. Universidad tecnológica de la mixteca.

[13] PRÁCTICA 1. Estimación básica de los parámetros del circuito equivalente de la máquina de corriente directa. Universidad tecnológica de Pereira.

[14] UADY. Diseño de un control pid análogo para la velocidad de un motor dc mediante matlab y pspice. [En línea]. <<http://www.slideshare.net/mariomgck/control-pid>>.

[14] .Control pid, metodología y aplicaciones. [En línea]. <<http://control-pid.wikispaces.com/>>.