



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA



TESIS

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD
APLICADO A UN SISTEMA DE CONTROL REMOTO A TRAVÉS DE LINEA DE C.A.

Que para obtener el Grado de
Maestro en Ingeniería Eléctrica

Presenta
Ing. Iván Sánchez Gámez
G11071536

Director de Tesis
M.C. Aarón González Rodríguez

Co-Director de Tesis
Dr. Pedro Martín García Vite



Instituto Tecnológico de Ciudad Madero
División de Estudios de Posgrado e Investigación

"2019, Año del Caudillo del Sur, Emiliano Zapata"

Cd. Madero, Tamps., a **19 de Noviembre de 2019**

OFICIO No.: U2.150/19
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN
DE TESIS

C. IVÁN SÁNCHEZ GÁMEZ
NO. DE CONTROL G11071536
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, el cual está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE :	PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO :	HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
VOCAL :	RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
SUPLENTE :	AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
DIRECTOR DE TESIS :	AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
CO-DIRECTOR:	PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

"Diseño e implementación de un lazo de control de velocidad aplicado a un sistema de control remoto a través de línea de C.A."

Es muy satisfactorio para esta División compartir con Usted el logro de esta meta, esperando que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica
"Por mi patria y por mi bien" ®

JOSÉ AARÓN MELO BANDA
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA
TECNOLÓGICO NACIONAL
DE MÉXICO
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO
E INVESTIGACIÓN

c.c.p.- Archivo
Minuta

JAMB 'RCG' jar



Dedicatoria

A mis padres quienes me han brindado apoyo a lo largo de mi trayecto estudiantil y de vida.

A mis abuelos que han sabido formarme con buenos sentimientos, hábitos y valores.

Agradecimientos

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por el apoyo brindado a través de la beca 478526 bajo el marco de la convocatoria BECAS NACIONALES 2017 SEGUNDO PERIODO.

Al Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, en especial a la División de Estudios de Posgrado e Investigación por haberme brindado la oportunidad de enriquecerme en conocimiento cursando la maestría.

A mi director de tesis, el M.C. Aarón González Rodríguez por su valiosa guía, asesoramiento a la realización de la misma y por todos sus conocimientos transmitidos no solo académicos, sino también en el ámbito personal. A mi co-director de tesis, el Dr. Pedro Martín García Vite por su conocimiento y apoyo brindado durante la realización de este trabajo.

A mis compañeros y amigos de la Maestría en Ingeniería Eléctrica por todos los momentos que pasamos juntos, su apoyo y sus consejos en especial a: Ing. José María Castillo Hernández, Ing. Víctor Alexis Gómez Mata, Ing. Cynthia Lucero Valdez Hernández y M.I. Gerardo Velasco Pérez.

Diseño e implementación de un lazo de control de velocidad aplicado a un sistema de control remoto a través de línea de C.A.

Iván Sánchez Gámez

Resumen

Se emplea la transmisión de una señal senoidal modulada en frecuencia a través de una línea de corriente alterna, la cual es recibida en otro punto de la misma línea de corriente alterna, en este punto la señal es acondicionada para poder ser interpretada por un sistema de control de velocidad con el cual se logra mantener constante la velocidad y seleccionar el sentido de giro de un motor de corriente directa lo cual es determinado por un operador desde el punto de transmisión de la señal. El trabajo se realizó mediante la implementación de electrónica analógica basada en filtros pasa altas, amplificadores operacionales y otros circuitos integrados. Se muestra el diseño e implementación de las diversas etapas requeridas con las cuales se logró operar un motor de corriente directa de la forma deseada y a su vez se exponen los resultados experimentales del sistema elaborado.

Design and implementation of a speed control block applied to a remote-control system through the line of C.A.

Iván Sánchez Gámez

Abstract

The transmission of a frequency-modulated sine wave signal through an AC line is employed, which is received at another point of the same line of alternating current, at this point the signal is conditioned to be interpreted by a speed control system with which it is possible to keep constant speed and to select the direction of rotation of a direct current motor which is determined by an operator from the point of transmission of the signal. The work was carried out through the implementation of analogue electronics based on high pass filters, operational amplifiers and other integrated circuits. It is showed the design and implementation of the various stages required with which it was possible to operate a direct current motor in the desired way and, in turn, the experimental results of the built system is exposed.

Índice general

Dedicatoria.....	IV
Agradecimientos.....	V
Resumen.....	VI
Abstract.....	VII
Lista de Tablas.....	XI
Lista de figuras.....	XII
Capítulo 1: Introducción.....	1
1.1 ANTECEDENTES.....	2
1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	2
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	3
1.4 OBJETIVOS.....	3
1.4.1 Objetivo general.....	3
1.4.2 Objetivos específicos.....	3
1.5 HIPÓTESIS.....	4
1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES.....	4
1.6.1 Alcances.....	4
1.6.2 Limitaciones.....	4
Capítulo 2: Marco Teórico.....	5
2.1 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN.....	6
2.1.1 Modelo de un sistema de comunicaciones.....	6
2.1.1.1 Elementos del sistema.....	6
2.1.2 Comunicación sobre líneas eléctricas.....	8
2.2 SISTEMA DE CONTROL.....	9
2.2.1 Conceptos básicos.....	9
2.2.2 Control lazo abierto.....	10
2.2.3 Control lazo cerrado.....	11
2.2.4 Sistemas de control en lazo cerrado en comparación con sistemas en lazo abierto.....	12
2.2.5 Tipos de acciones de control.....	13
2.3 ELECTRÓNICA ANALÓGICA.....	15
2.3.1 Divisor de voltaje.....	15
2.3.2 Filtros pasivos.....	16
2.3.3 Optoacoplador.....	18

2.4 AMPLIFICADORES OPERACIONALES.	19
2.4.1 Amplificador operacional comparador.....	19
2.4.2 Amplificador operacional seguidor.....	20
2.4.3 Amplificador operacional inversor.....	21
2.4.4 Amplificador operacional diferencial.....	21
2.5 ELECTRÓNICA DE POTENCIA.	22
2.5.1 Diodo Schottky.....	22
2.5.2 Manejador de compuerta.....	23
2.5.3 MOSFET.....	23
2.5.4 Red SNUBBER.....	24
2.5.5 CONVERTIDOR DE C.D. - C.D. PUENTE COMPLETO.....	25
2.5.7 Señal PWM.....	27
2.5.7.1 Señal PWM unipolar.....	27
2.6 MOTOR DE C.D.	28
2.6.1 Introducción a los motores de corriente directa.....	28
2.6.2 Fundamentos de operación.....	29
2.6.3 Tipo de conexiones del motor de C.D.....	30
2.6.3.1 Motor de C.D. con excitación serie.....	30
2.6.3.2 Motor de C.D. con excitación en derivación.....	31
2.6.3.3 Motor de C.D. con excitación compuesta.....	32
2.6.4 Regulación de la velocidad del motor.....	32
2.6.4.1 Regulación de velocidad en un motor con excitación serie.....	33
2.6.4.2 Regulación de velocidad en un motor con excitación en derivación.....	33
2.6.4.3 Regulación de velocidad en un motor con excitación compuesta.....	33
Capítulo 3: Diseño del sistema	35
3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL.	36
3.2 ETAPA DE TRANSMISIÓN	38
3.2.1 Generación señal senoidal.....	38
3.2.2 Acoplamiento a línea de C.A.....	38
3.3 ETAPA DE RECEPCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.	39
3.3.1 Acoplamiento a línea de C.A.....	39
3.3.2 Amplificación de la señal.....	40
3.3.3 Detección de cruce por cero.....	41
3.3.4 Conversión de frecuencia a voltaje.....	42
3.3.5 Seguidor de voltaje.....	43
3.3.6 Modificación del nivel de C.D.....	44
3.4 ETAPA DE CONTROL.	46
3.4.1 Generación de la señal de error.....	46
3.4.2 Generación de la señal de control.....	47
3.4.3 Generación PWM unipolar.....	48

3.5 ETAPA DE POTENCIA.	50
3.5.1 Optoacoplamiento.	50
3.5.2 Driver IR2184.	51
3.5.3 Convertidor C.D. - C.D. puente completo	52
3.5.4 Red SNUBBER.	54
3.6 ELABORACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS.	55
3.6.1 Etapa de transmisión.	57
3.6.2 Etapa de recepción y acondicionamiento.	58
3.6.3 Etapa de control.	60
3.6.4 Etapa de potencia.	61
3.6.5 Red SNUBBER.	63
Capítulo 4: Resultados experimentales	65
4.1 FUENTES DE ALIMENTACIÓN Y EQUIPO REQUERIDO.	66
4.2 CONEXIÓN DE EQUIPO Y LAS ETAPAS ELABORADAS.	67
4.3 VELOCIDADES EXPERIMENTALES.	68
4.4 SEÑALES PRESENTES EN EL SISTEMA.	72
Capítulo 5: Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros	81
5.1 CONCLUSIONES.	82
5.2 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.	83
5.3 PUBLICACIONES REALIZADAS.	83
Apéndice A: Transmisión de señal de control PWM sobre la línea de C.A.	84
Apéndice B: Control de velocidad de un motor de corriente directa a través de la línea de corriente directa	92
Referencias	101

Lista de Tablas

Tabla 3.1	Componentes de la etapa de transmisión.....	39
Tabla 3.2	Componentes de acoplamiento.....	40
Tabla 3.3	Componentes de la etapa de amplificación.	41
Tabla 3.4	Componentes del convertidor LM331.....	43
Tabla 3.5	Componentes requeridos.	45
Tabla 3.6	Componentes del generador de error.....	47
Tabla 3.7	Componentes para generar la señal de control	48
Tabla 3.8	Componentes requeridos en PWM unipolar.....	49
Tabla 3.9	Componentes requeridos en el optoacoplamiento.	51
Tabla 3.10	Componentes requeridos para la implementación del driver.	52
Tabla 3.11	Principales características del MOSFET IRFP 350.....	53
Tabla 3.12	Principales características del DIODO STPSC1006.	53
Tabla 3.13	Componentes utilizados.....	54
Tabla 4.1	Fuentes de alimentación utilizadas.....	66
Tabla 4.2	Velocidades obtenidas para una carga de 0 Nm.	69
Tabla 4.3	Comparación lazo abierto contra lazo cerrado.	70
Tabla 4.4	Error lazo abierto contra lazo cerrado.	70
Tabla 4.5	Pruebas realizadas con diversas cargas.	71
Tabla B1	Frecuencia enviada y velocidad correspondiente.	99

Lista de figuras

Figura 2.1	Elementos básicos de un sistema de comunicaciones.....	6
Figura 2.2	Elementos de un sistema de comunicaciones eléctricas.	8
Figura 2.3	Elementos de un lazo de control abierto.	11
Figura 2.4	Elementos de un lazo de control cerrado.	11
Figura 2.5	Divisor de voltaje básico.....	16
Figura 2.6	Filtro pasa bajas RC.	17
Figura 2.7	Filtro pasa altas CR.	17
Figura 2.8	Optoacoplador.....	18
Figura 2.9	Amplificador operacional comparador.	19
Figura 2.10	Amplificador operacional seguidor.....	20
Figura 2.11	Amplificador operacional inversor.	21
Figura 2.12	Amplificador operacional diferencial.	22
Figura 2.13	Símbolo de un diodo schottky.....	22
Figura 2.14	Símbolo de un MOSFET canal N.	24
Figura 2.15	Convertidor C.D.-C.D. puente completo.	25
Figura 2.16	Ejemplo de generación de PWM unipolar. a) Comparación de V_{tri} con $V_{control}$ y $-V_{control}$. b) Voltaje en la rama A. c) Voltaje en la rama B. d) Voltaje de salida.	28
Figura 2.17	Conexión serie de un motor de C.D.	31
Figura 2.18	Conexión shunt de un motor de C.D.....	31
Figura 3.1	Diagrama de bloques del sistema desarrollado.....	37
Figura 3.2	Generador de señales utilizado.	38
Figura 3.3	Acoplamiento del transmisor a la línea de C.A.	39
Figura 3.4	Acoplamiento de la etapa receptora a la línea de C.A.	40
Figura 3.5	Amplificador inversor.....	41
Figura 3.6	Comparador detector de cruce por cero.	42
Figura 3.7	LM331 configurado como convertidor de F/V.....	42
Figura 3.8	Amplificador seguidor de voltaje.....	43
Figura 3.9	Modificador de nivel de C.D.	44
Figura 3.10	Etapa de recepción y acondicionamiento de la señal.....	45
Figura 3.11	Filtrado de señal de retroalimentación.	46
Figura 3.12	Amplificador diferencial que genera la señal de error.....	47
Figura 3.13	Generación de la señal de control.	48
Figura 3.14	Generación de señal PWM unipolar.	49
Figura 3.15	Etapa de control.	50
Figura 3.16	Optoacoplador no inversor.....	51
Figura 3.17	Driver IR2184.	52

Figura 3.18 Convertidor de C.D. – C.D. puente completo.....	53
Figura 3.19 Red SNUBBER implementada.	54
Figura 3.20 Diagrama completo del sistema propuesto.	56
Figura 3.21 Diagrama de la etapa de transmisión.	57
Figura 3.22 Huellas para circuito impreso etapa de transmisión.....	57
Figura 3.23 Etapa de transmisión implementada.	58
Figura 3.24 Diagrama de la etapa de recepción y acondicionamiento de la señal.	58
Figura 3.25 Huellas para circuito impreso de la etapa de recepción y acondicionamiento.....	59
Figura 3.26 Etapa de recepción y acondicionamiento implementada.	59
Figura 3.27 Diagrama de la etapa de control.....	60
Figura 3.28 Huellas para circuito impreso de la etapa de control.	60
Figura 3.29 Etapa de control implementada.....	61
Figura 3.30 Diagrama de la etapa de potencia.	61
Figura 3.31 Huellas de la etapa de potencia.	62
Figura 3.32 Etapa de potencia implementada.....	62
Figura 3.33 Diagrama red SNUBBER.	63
Figura 3.34 Huellas red SNUBBER.....	63
Figura 3.35 Red SNUBBER implementada.	64
Figura 4.1 Transmisor implementado.....	67
Figura 4.2 Equipo utilizado.	67
Figura 4.3 Conexión de las etapas elaborada.	68
Figura 4.4 Señal obtenida por el generador de señales a 50 kHz en la etapa de transmisión medida en el punto A del diagrama completo.	72
Figura 4.5 Señal de C.A. con la presencia de la señal de alta frecuencia medida en el punto B del diagrama completo.....	72
Figura 4.6 Señal de C.A. con zoom donde se aprecia la señal de alta frecuencia montada medida en el punto B del diagrama completo.	73
Figura 4.7 Amplificación y filtrado de la señal en la etapa de recepción medida en el punto C del diagrama completo.....	73
Figura 4.8 Señal senoidal convertida a señal cuadrada para ser aplicada a la entrada del LM331 medida en el punto D del diagrama completo.	74
Figura 4.9 Señal de salida del circuito convertidor F/V medida en el punto E del diagrama completo.	74
Figura 4.10 Generación de señal de error obtenida de la diferencia de la señal V_{out} (amarillo), y V_{retro} (azul) y se obtiene la salida V_{error} (morado) en la etapa de control medida en el punto F del diagrama completo.	75
Figura 4.11 Señal de control medida en el punto G del diagrama completo.	75
Figura 4.12 Generación de señal PWM unipolar, comparando las señales $V_{control}$ (amarillo) y $-V_{control}$ (azul) con V_{tri} (morado) medida en el punto H del diagrama completo.....	76
Figura 4.13 Señal +PWM (amarillo) y -PWM (azul) medida en el punto I del diagrama completo.	76

Figura 4.14 Salidas del driver de MOSFET, Ho (amarillo) y Lo (azul) para una pierna de la etapa de potencia medida en el punto J del diagrama completo.....	77
Figura 4.15 Señal de conmutación en motor de C.D implementando la red SNUBBER medida en el punto K del diagrama completo.....	77
Figura 4.16 Señal obtenida por el generador de señales a 30 kHz en la etapa de transmisión medida en el punto A del diagrama completo.	78
Figura 4.17 Señal senoidal convertida a señal cuadrada para ser aplicada a la entrada del LM331 medida en el punto D del diagrama completo.	78
Figura 4.18 Señal de salida del circuito convertidor F/V medida en el punto E del diagrama completo.	79
Figura 4.19 Señal de control medida en el punto G del diagrama completo.	79
Figura 4.20 Señal +PWM (amarillo) y -PWM (azul) medida en el punto I del diagrama completo.	80
Figura 4.21 Señal de conmutación en motor de C.D implementando la red SNUBBER medida en el punto K del diagrama completo.....	80
Figura A1 Filtro pasa altas RC.	86
Figura A2 Diagrama a bloques esquemático del sistema de comunicación sobre línea de C.A.	87
Figura A3 Circuito generador de señal PWM.	87
Figura A4 Circuito de supresión de picos de voltaje.....	88
Figura A5 Acoplamiento a línea. a) Acoplamiento a línea del transmisor. b) Acoplamiento a línea del receptor.	89
Figura A6 Circuito comparador.....	89
Figura A7 Señales obtenidas experimentalmente. De superior a inferior: señal PWM generada, señal inyectada en la línea, señal recolectada amplificada en receptor y señal PWM reconstruida respectivamente. Escala de voltaje 20 V, 5 V, 500 mV y 20 V respectivamente. Escala de tiempo 100 μ s.	90
Figura B1 Filtro pasa bajas RC.	95
Figura B2 Filtro pasa altas RC.	95
Figura B3 Circuito de acoplamiento a línea de C.A. del transmisor.....	96
Figura B4 Circuito de acoplamiento a línea de C.A. del receptor.....	96
Figura B5 Amplificador Inversor.	97
Figura B6 Detector de cruce por cero.....	97
Figura B7 Circuito convertidor de frecuencia a voltaje.	97
Figura B8 Amplificador diferencial.	97
Figura B9 Control PI.	98
Figura B10 Circuito comparador.....	98

Capítulo

1

Introducción

Con el desarrollo actual de la electrónica, se puede ver cómo cada vez más los procesos se automatizan respecto a las modalidades utilizadas en épocas pasadas, por lo tanto, son requeridos sistemas de control. Para que estos sean eficientes es necesario dar mucha importancia a la etapa de diseño e implementación del sistema teniendo en cuenta el tipo de controlador y sensor a utilizar. Para todos estos automatismos, la mayoría de los procesos requieren del uso de motores controlados bajo electrónica digital o analógica.

El presente muestra el anteproyecto de tesis, el cual incluye el origen del problema, la justificación de la elaboración de esta investigación, se mencionan los objetivos a cumplir, así como los alcances y limitaciones del trabajo realizado.

1.1 ANTECEDENTES.

El motor de C.D. es una máquina que convierte la energía eléctrica en mecánica, principalmente mediante el movimiento rotativo. Esta máquina de corriente continua es una de las más versátiles en la industria, las cuales son ampliamente implementadas en muchos procesos industriales en especial en procesos de transporte, carga y tratamiento de materiales como pieza central para el funcionamiento de las máquinas. Por esta razón, para el desarrollo de muchos procesos se hace necesario controlar la velocidad, torque y posición del motor, de manera rápida y precisa.

Un controlador de velocidad y posición es un sistema de control que se encarga, a partir de una señal de referencia, de variar la velocidad o posición de un motor hasta los deseados, teniendo como referencia los valores actuales de éstos, captados mediante un sensor. Dicho controlador debe estar diseñado de tal manera que la posición o velocidad deseados sean alcanzadas con exactitud, en el menor tiempo posible y optimizando el consumo de energía.

A nivel industrial es muy importante el tratamiento de señales ya que son éstas las que nos permiten realizar un monitoreo y control de los diferentes procesos que se puedan llevar a cabo dentro de una fábrica. Para ello se utilizan sensores mecánicos u ópticos que son elementos que nos permiten captar cualquier señal que se desee, como, por ejemplo, la velocidad o el desplazamiento de un motor.

1.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Es de suma importancia mantener el control de un motor de C.D. debido a las numerosas aplicaciones en el que éste es utilizado y la precisión que estos trabajos requieran.

Este control se puede realizar mediante la implementación de un sistema de control de lazo abierto que puede ser afectado por perturbaciones y no se asegura su estabilidad, o un

control de lazo cerrado que es más estable a perturbaciones y variaciones internas, el cual permite vigilar procesos que el hombre no es capaz de manejar.

Mediante la elaboración de un control de velocidad de lazo cerrado en un motor de C.D. se pretende corregir errores o variaciones que se puedan presentar.

1.3 JUSTIFICACIÓN.

Los motores de C.D. se han convertido en una de las mejores opciones en aplicaciones de control y automatización de procesos por lo cual es de vital importancia elaborar un sistema de control de velocidad para así ofrecer un desempeño preciso y así eliminar las posibilidades de error.

En este trabajo se pretende reemplazar un lazo de control abierto por un lazo de control cerrado el cual es más estable a perturbaciones, con el cual se lograra que el valor de la variable sea más exacto, por lo tanto, se tendrá un control más preciso de su velocidad.

1.4 OBJETIVOS.

1.4.1 Objetivo general.

- Diseñar y elaborar un lazo de control de velocidad para un motor de C.D. a partir de una señal de referencia transmitida desde otro punto distante, a través de una línea convencional de C.A., de 127 V, 60 Hz.

1.4.2 Objetivos específicos.

- Diseñar y elaborar un convertidor de frecuencia a voltaje.
- Diseñar y elaborar una etapa de control.
- Diseñar y elaborar una etapa de potencia.
- Diseñar un modulador PWM.

1.5 HIPÓTESIS.

El sistema de control diseñado será aplicado a un motor de C.D. en el cual se controlará su velocidad y su sentido de giro, dicho sistema será implementado a un sistema de control remoto a través de línea de CA, anteriormente desarrollado, aunque con otra forma de modulación, en el cual no se consideró una carga o resistencia mecánica en el rotor en su análisis y mediante la implementación de este sistema se logrará obtener un control más preciso.

1.6 ALCANCES Y LIMITACIONES.

1.6.1 Alcances.

- Diseño de un sistema de control de velocidad para un motor de C.D.
- Realización de pruebas para corroborar su buen funcionamiento.

1.6.2 Limitaciones.

- El sistema de control será diseñado para un motor que se encuentra en un módulo de Lab-Volt 8211-00.
- La etapa de potencia se limitará a 120V y 2.8 A.

Capítulo

2

Marco Teórico

En este capítulo se explican de manera general conceptos e información para dar introducción a temas abordados en este trabajo de investigación, se describen temas como los principios de sistemas de comunicación, control y de un motor de C.D. así como diversos tópicos de electrónica analógica y electrónica de potencia.

2.1 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN [1].

2.1.1 Modelo de un sistema de comunicaciones.

La comunicación es la transferencia de información con sentido desde un lugar (remitente, fuente, originador, fuente, transmisor) a otro lugar (destino, receptor). Por otra parte, información es un patrón físico al cual se le ha asignado un significado comúnmente acordado. El patrón debe ser único (separado y distinto), capaz de ser enviado por el transmisor, y capaz de ser detectado y entendido por el receptor.

Si la información es intercambiada entre comunicadores humanos, por lo general se transmite en forma de sonido, luz o patrones de textura en forma tal que pueda ser detectada por los sentidos primarios del oído, vista y tacto. El receptor asumirá que no se está comunicando información si no se reciben patrones reconocibles. En la figura 2.1 se muestra un diagrama a bloques del modelo básico de un sistema de comunicación, en éste se muestran los principales componentes que permiten la comunicación.

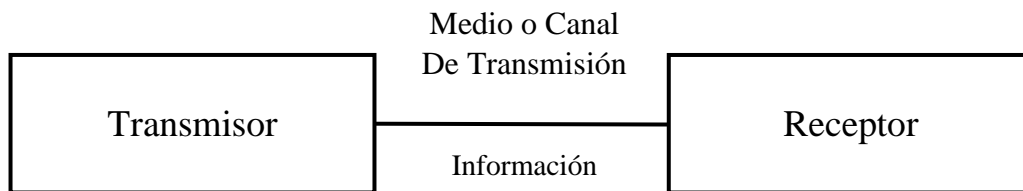


Figura 2.1 Elementos básicos de un sistema de comunicaciones.

2.1.1.1 Elementos del sistema.

En un sistema de comunicación existen tres elementos básicos (imprescindibles uno del otro): el transmisor, el canal de transmisión y el receptor. Cada uno tiene una función característica.

El **transmisor** pasa el mensaje al canal en forma de señal. Para lograr una transmisión eficiente y efectiva, se deben desarrollar varias operaciones de procesamiento de la señal. La más común e importante es la modulación, un proceso que se distingue por el acoplamiento de la señal transmitida a las propiedades del canal, por medio de una onda portadora.

El **canal de transmisión** o medio es el enlace eléctrico entre el transmisor y el receptor, siendo el puente de unión entre la fuente y el destino. Este medio puede ser un par de alambres, un cable coaxial, el aire, etc. Pero sin importar el tipo, todos los medios de transmisión se caracterizan por la atenuación, la disminución progresiva de la potencia de la señal conforme aumenta la distancia.

La función del **receptor** es extraer del canal la señal deseada y entregarla al transductor de salida. Como las señales son frecuentemente muy débiles, como resultado de la atenuación, el receptor debe tener varias etapas de amplificación. En todo caso, la operación clave que ejecuta el receptor es la demodulación, el caso inverso del proceso de modulación del transmisor, con lo cual vuelve la señal a su forma original.

El **ruido, la interferencia y la distorsión** son efectos indeseados que surgen en el curso de la transmisión de la señal, los cuales alteran la forma de la señal. La distorsión es una perturbación de la forma de onda causada por la respuesta imperfecta del sistema a la propia señal deseada y desaparece cuando la señal es retirada. La interferencia es contaminación causada por señales extrañas de fuentes humanas (otros transmisores, líneas eléctricas, aparatos eléctricos, entre otras). Ruido refiere a señales eléctricas aleatorias e impredecibles producidas por procesos naturales internos y externos al sistema.

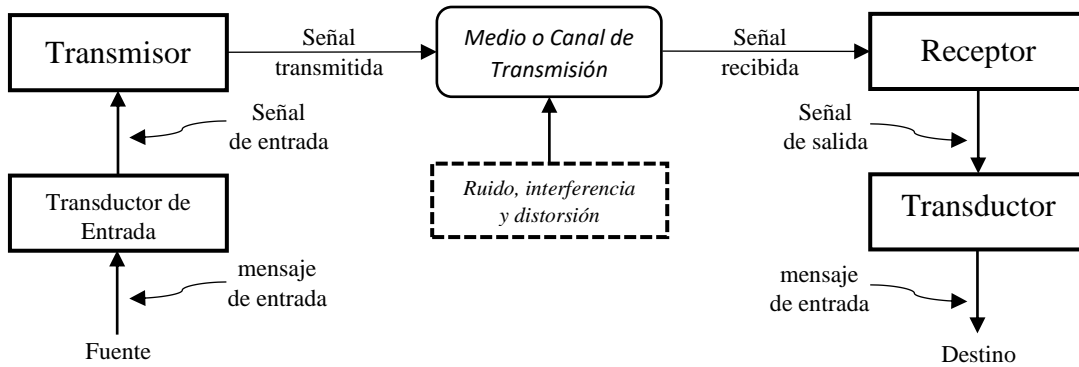


Figura 2.2 Elementos de un sistema de comunicaciones eléctricas.

2.1.2 Comunicación sobre líneas eléctricas.

El propósito principal de las líneas eléctricas dentro de un inmueble residencial, comercial o industrial es proveer energía eléctrica y en ninguna manera han sido diseñadas para manejar señales de información, por lo que resultan un ambiente hostil como canal de un sistema de comunicación.

Las líneas eléctricas como canal de comunicación experimentan variación en el tiempo de algunos de sus parámetros como la respuesta en frecuencia, la impedancia característica, las pérdidas de transmisión y el nivel de ruido presente en ellas. Estos parámetros determinan el nivel de la señal de PLC requerida para obtener una transmisión confiable [2] lo cual obliga a que la señal sea lo suficientemente robusta para cumplir su propósito ante este medio desconocido o a adecuar la señal según el caso particular presentado. En las instalaciones eléctricas residenciales, industriales y comerciales la variación de parámetros se debe en gran medida a que los consumidores encienden y apagan dispositivos [3].

Es posible propagar y coleccionar una señal de voltaje en las líneas de C.A. mediante circuitos de acoplamiento de modo diferencial capacitivo. El cable de línea es usado como una terminal y el cable neutro es usado como segunda terminal.

De igual manera, los circuitos de acoplamiento impiden que la tensión nominal presente en la línea dañe al resto de los circuitos. El uso del acoplamiento capacitivo es conveniente cuando los conductores activos de las líneas de potencia son de fácil acceso [4].

Modelar las redes eléctricas residenciales como canal de comunicación es una tarea difícil debido principalmente a dos razones. Primeramente, la topología de la red no está definida y son tan amplias sus variantes como lo son el tipo de edificaciones existentes, además, cuenta con ramificaciones que hacen impredecible su comportamiento. En segundo lugar, pueden adherirse a la red múltiples dispositivos de diversas características que influyen en la respuesta del canal e introducen perturbaciones. La literatura muestra diferentes alternativas para para afrontar la mencionada problemática, pudiéndose clasificar a grosso modo en 3 clases. La primera que consta de modelos determinísticos obtenidos de aproximaciones bottom-up, la segunda de modelos obtenidos en base a campañas de medición y la tercera que son modelos basados en aproximaciones bottom-up, pero no necesariamente determinísticos por definir parámetros del canal desde características de la red física [5].

2.2 SISTEMA DE CONTROL [6].

2.2.1 Conceptos básicos.

Sistema: Un sistema es una combinación de componentes que actúan juntos y realizan un objetivo determinado. Un sistema no está necesariamente limitado a los sistemas físicos. El concepto de sistema se puede aplicar a fenómenos abstractos y dinámicos

Proceso: Se define un proceso como una operación o un desarrollo natural progresivamente continuo, marcado por una serie de cambios graduales que se suceden unos a otros de una forma relativamente fija y que conducen a un resultado o propósito determinados, o una operación artificial o voluntaria que se hace de forma progresiva y que consta de una serie de acciones o movimientos controlados, sistemáticamente dirigidos hacia un resultado o propósito determinado

Planta: Una planta puede ser una parte de un equipo, tal vez un conjunto de los elementos de una máquina que funcionan juntos, y cuyo objetivo es efectuar una operación particular. Se llamará planta a cualquier objeto físico que se va a controlar.

Variable controlada: La variable controlada es la cantidad o condición que se mide y controla.

Señal de control: La señal de control o variable manipulada es la cantidad o condición que el controlador modifica para afectar el valor de la variable controlada. Normalmente, la variable controlada es la salida del sistema.

Controlar: Significa medir el valor de la variable controlada del sistema y aplicar la variable manipulada al sistema para corregir o limitar la desviación del valor medido respecto del valor deseado.

Perturbación: Una perturbación es una señal que tiende a afectar negativamente el valor de la salida de un sistema. Si la perturbación se genera dentro del sistema se denomina interna, mientras que una perturbación externa se genera fuera del sistema y es una entrada.

Control retroalimentado: El control realimentado se refiere a una operación que, en presencia de perturbaciones, tiende a reducir la diferencia entre la salida de un sistema y alguna entrada de referencia, y lo realiza tomando en cuenta esta diferencia.

2.2.2 Control lazo abierto.

Los sistemas en los cuales la salida no tiene efecto sobre la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto. En otras palabras, en un sistema de control en lazo abierto no se mide la salida ni se realimenta para compararla con la entrada.

En cualquier sistema de control en lazo abierto, la salida no se compara con la entrada de referencia. Así, a cada entrada de referencia le corresponde una condición de operación fija; como resultado de ello, la precisión del sistema depende de la calibración. Ante la presencia de perturbaciones, un sistema de control en lazo abierto no realiza la tarea deseada. En la práctica, el control en lazo abierto sólo se usa si se conoce la relación entre la entrada y la salida y si no hay perturbaciones internas ni externas.



Figura 2.3 Elementos de un lazo de control abierto.

2.2.3 Control lazo cerrado.

Los sistemas de control realimentados se denominan también sistemas de control en lazo cerrado. En la práctica, los términos control realimentado y control en lazo cerrado se usan indistintamente. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación (que puede ser la propia señal de salida o una función de la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado.

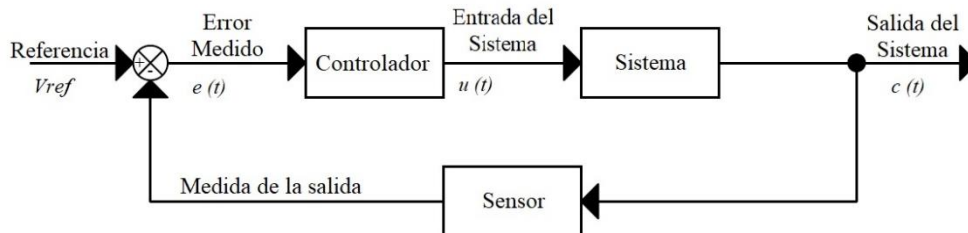


Figura 2.4 Elementos de un lazo de control cerrado.

2.2.4 Sistemas de control en lazo cerrado en comparación con sistemas en lazo abierto.

Una ventaja del sistema de control en lazo cerrado es que el uso de la realimentación vuelve la respuesta del sistema relativamente insensible a las perturbaciones externas y a las variaciones internas en los parámetros del sistema. Es así posible usar componentes relativamente poco precisos y baratos para obtener el control adecuado de una planta determinada, mientras que hacer eso es imposible en el caso de un sistema en lazo abierto.

Desde el punto de vista de estabilidad, el sistema de control en lazo abierto es más fácil de desarrollar, porque la estabilidad del sistema no es un problema importante. Por otra parte, la estabilidad es un gran problema en el sistema de control en lazo cerrado, que puede conducir a corregir en exceso errores que producen oscilaciones de amplitud constante o cambiante. Debe señalarse que, para los sistemas en los que se conocen con anticipación las entradas y en los cuales no hay perturbaciones, es aconsejable emplear un control en lazo abierto. Los sistemas de control en lazo cerrado sólo tienen ventajas cuando se presentan perturbaciones y/o variaciones impredecibles en los componentes del sistema.

Las ventajas fundamentales de los sistemas de control en lazo abierto son las siguientes:

- Construcción simple y facilidad de mantenimiento.
- Menos costosos que el correspondiente sistema en lazo cerrado.
- No hay problemas de estabilidad.
- Convenientes cuando la salida es difícil de medir o cuando medir la salida de manera precisa no es económicamente viable.

Las desventajas fundamentales de los sistemas de control en lazo abierto son las siguientes:

- Las perturbaciones y los cambios en la calibración originan errores, y la salida puede ser diferente de lo que se desea.
- Para mantener la calidad requerida en la salida, es necesaria la recalibración de vez en cuando.

2.2.5 Tipos de acciones de control.

Los controladores industriales se clasifican, de acuerdo con sus acciones de control, como:

- De dos posiciones o controladores on-off
- Controladores proporcionales
- Controladores integrales
- Controladores proporcionales-integrales
- Controladores proporcionales-derivativos
- Controladores proporcionales-integrales-derivativos

Acción de control de dos posiciones o de encendido y apagado (on/off).

En un sistema de control de dos posiciones, el elemento de actuación sólo tiene dos posiciones fijas, que, en muchos casos, son simplemente encendido y apagado. El control de dos posiciones o de encendido y apagado es relativamente simple y barato, razón por la cual su uso es extendido en sistemas de control tanto industriales como domésticos.

Acción de control proporcional.

Para un controlador con acción de control proporcional, la relación en la salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$ se muestra en (1):

$$u(t) = K_p e(t) \quad (1)$$

donde K_p se considera la ganancia proporcional. Cualquiera que sea el mecanismo real y la forma de la potencia de operación, el controlador proporcional es, en esencia, un amplificador con una ganancia ajustable.

Acción de control integral.

En un controlador con acción de control integral, el valor de la salida del controlador $u(t)$ se cambia a una razón proporcional a la señal de error $e(t)$. Es decir:

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (2)$$

o bien:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3)$$

donde K_i es una constante ajustable.

Acción de control proporcional-integral.

La acción de control de un controlador proporcional-integral (PI) se define mediante:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (4)$$

donde T_i se denomina tiempo integral.

Las principales características de este controlador son [7]:

- El amortiguamiento se reduce.
- El máximo pico de sobre impulso se incrementa.
- Disminuye el tiempo de elevación.
- Se mejoran los márgenes de ganancia y fase.
- El tipo de sistema se incrementa en una unidad.
- El error de estado estable mejora por el incremento del tipo de sistema

Acción de control proporcional-derivativa.

La acción de control de un controlador proporcional-derivativa (PD) se define mediante:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5)$$

donde T_d es el tiempo derivativo.

Acción de control proporcional-integral-derivativa.

La combinación de la acción de control proporcional, la acción de control integral y la acción de control derivativa se denomina acción de control proporcional-integral-derivativa. Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un controlador con esta acción combinada está dada por:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (6)$$

2.3 ELECTRÓNICA ANALÓGICA.**2.3.1 Divisor de voltaje.**

El divisor de voltaje más simple consiste en dos resistencias conectadas en serie. Se utilizan los divisores de voltaje en casos de que los voltajes sean demasiados grandes y de que exista la necesidad de dividir tales voltajes.

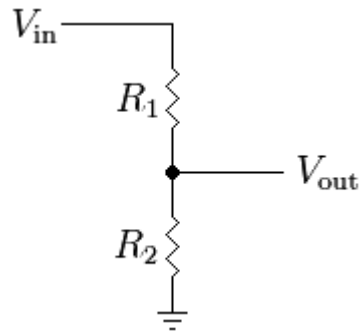


Figura 2.5 Divisor de voltaje básico.

Se puede calcular los voltajes y resistencias utilizando la ecuación proporcional siguiente:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (7)$$

2.3.2 Filtros pasivos.

Los filtros pasivos emplean, como su nombre indica, exclusivamente componentes pasivos (resistencias, bobinas y condensadores). Las principales ventajas son: buena linealidad, no requieren alimentación y permiten un amplio margen de tensiones y corrientes [8].

Los filtros pasa bajas son aquellos que introducen muy poca atenuación a las frecuencias que son menores a una determinada frecuencia, llamada frecuencia de corte. En cambio, las que son mayores que la frecuencia de corte es atenuada fuertemente. En la figura 2.6 se muestra el diagrama de un filtro pasa baja frecuencia.

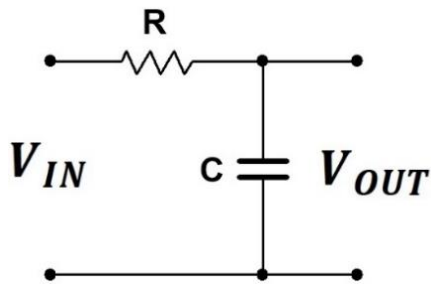


Figura 2.6 Filtro pasa bajas RC.

Los filtros pasa altas permiten solamente el paso de las frecuencias por encima de la frecuencia de corte y atenúan las que se encuentren por debajo de la frecuencia de corte. En la figura 2.7 se muestra el diagrama de un filtro pasa baja frecuencia.

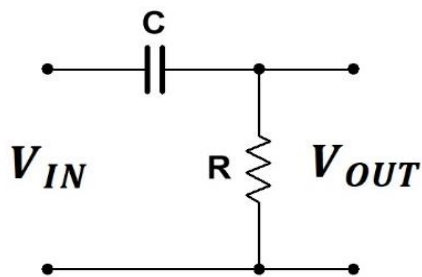


Figura 2.7 Filtro pasa altas CR.

En la ecuación (8) se define la frecuencia de corte de los filtros mencionados anteriormente.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (8)$$

Los parámetros se definen a continuación:

f_c = Frecuencia de corte

C = Capacitancia

R = Resistencia

2.3.3 Optoacoplador.

Un optoacoplador, también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo led que satura un componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor o fototriac. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un fotoemisor y un fotorreceptor cuya conexión entre ambos es óptica.

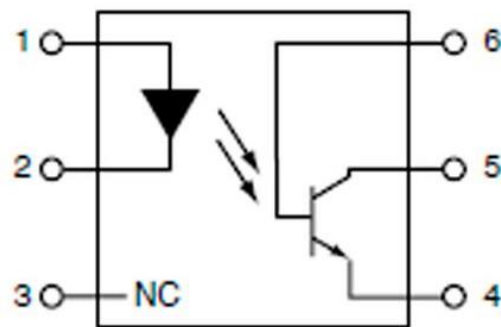


Figura 2.8 Optoacoplador.

La ventaja fundamental de un optoacoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y salida, el cual es necesario para seguridad de las personas (por ejemplo, en equipo médico) o para evitar perturbaciones de ruido electromagnético (por ejemplo, entre la electrónica de potencia y los circuitos de control). Mediante el optoacoplador, el único contacto entre ambos circuitos es un haz de luz. Esto se traduce en una resistencia de aislamiento entre los dos circuitos del orden de miles de $M\Omega$ [9].

Estos aislamientos son útiles en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de los dos circuitos pueden diferir en varios miles de voltios.

2.4 AMPLIFICADORES OPERACIONALES [10].

2.4.1 Amplificador operacional comparador.

Un Amplificador operacional es un dispositivo electrónico muy utilizado para diversas funciones, entre una de las más destacadas es utilizarlo como comparador. Un amplificador operacional comparador se utiliza para determinar cuál de las dos señales de entrada es mayor. Basta con que una de las dos señales sea ligeramente superior para que se produzca la salida máxima en el amplificador, sea positiva ($+V_{sat}$) o negativa ($-V_{sat}$).

Al utilizar el amplificador operacional en lazo abierto, la ganancia en la salida será siempre muy grande, aproximadamente del orden de 100,000 veces o más, una pequeña variación en las tensiones de entrada V_+ y V_- produce que a la salida del amplificador se tenga un valor cercano a la tensión de alimentación.

La figura 2.9, muestra la conexión de un amplificador operacional en modo de lazo abierto, para ser utilizado como comparador.

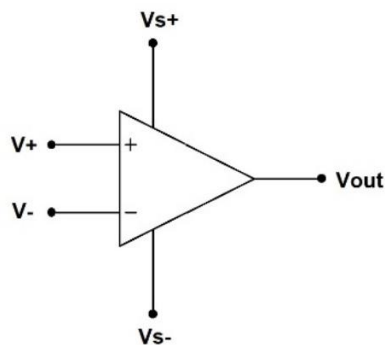


Figura 2.9 Amplificador operacional comparador.

- Si V_+ es mayor que V_- , la tensión a la salida del comparador será la alimentación positiva de la fuente V_{s+} .
- Si V_- es mayor que V_+ , la tensión a la salida del comparador será la alimentación negativa de la fuente V_{s-} .

Un amplificador operacional, trabajando como comparador, puede ser configurado en modo inversor o no inversor, dependiendo a que entrada se aplique la señal a detectar y la señal de referencia.

2.4.2 Amplificador operacional seguidor.

Un amplificador operacional seguidor de voltaje o buffer hace que la salida siga a la entrada, es decir el voltaje de salida es el mismo voltaje de entrada.

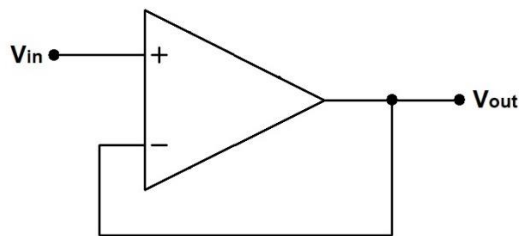


Figura 2.10 Amplificador operacional seguidor.

Esta característica inicialmente puede parecer innecesaria, pero tiene características que ayudan a resolver problemas de acoples de impedancia. La impedancia de entrada de un buffer con amplificador operacional es muy alta, cercano al infinito, y la impedancia de salida es muy baja, de apenas unos pocos miliohmios.

La impedancia de entrada es muy alta, la cual no carga al circuito que está enviando la señal, y su impedancia de salida muy baja permite entregar, al circuito que recibe la señal, una cantidad suficiente de corriente. En pocas palabras un buffer pide muy poca corriente al circuito que le entrega la señal y aumenta mucho la capacidad de entrega de corriente al circuito que recibe la señal.

2.4.3 Amplificador operacional inversor.

Se llama así porque la señal de salida es inversa de la de entrada, en polaridad, aunque puede ser mayor, igual o menor, dependiendo esto de la ganancia fija constante, la cual es establecida por la relación entre R_2 y R_1 de la figura 2.11.

En este circuito, la entrada $V (+)$ está conectada a tierra y la señal se aplica a la entrada $V (-)$ a través de R_1 , con realimentación desde la salida a través de R_2 . La entrada $V (-)$ es un punto de tierra virtual, ya que está a un potencial cero. En la ecuación (9) se muestra la relación para obtener el voltaje de salida.

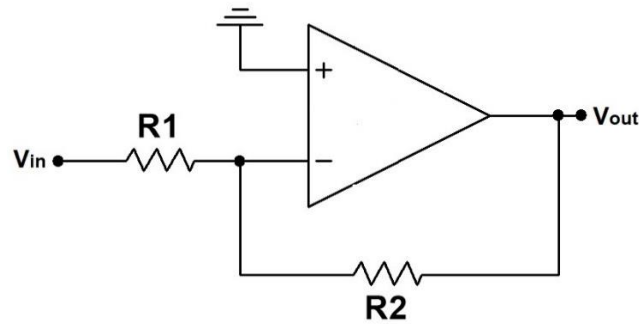


Figura 2.11 Amplificador operacional inversor.

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} \quad (9)$$

2.4.4 Amplificador operacional diferencial.

El amplificador operacional diferencial, amplifica la diferencia entre las dos entradas de voltaje. La no inversora menos la inversora. La ventaja del amplificador diferencial es que rechaza el ruido en modo común. En este caso, la salida está en función a una ganancia, la cual es proporcional a la relación de resistencias y se aprecia en la ecuación (10).

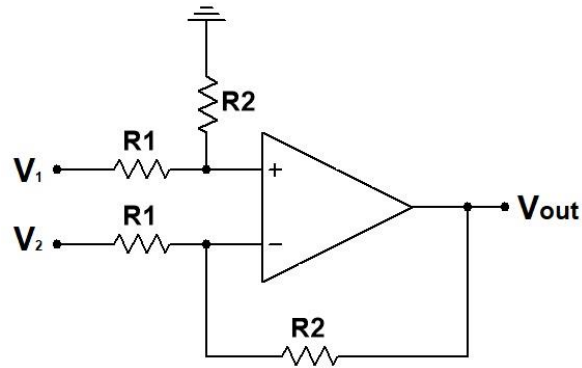


Figura 2.12 Amplificador operacional diferencial.

$$V_{out} = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)(V_1 - V_2) \quad (10)$$

2.5 ELECTRÓNICA DE POTENCIA.

2.5.1 Diodo Schottky.

El diodo Schottky en lugar de construirse a partir de dos cristales semiconductores de unión tipo p-n, utiliza un metal como el aluminio (Al) o el platino (Pt) en contacto con un cristal semiconductor de silicio (Si) menos dopado que el empleado en la fabricación de un diodo normal. Esta unión le proporciona características de conmutación muy rápida (menos de 1ns) durante los cambios de estados que ocurren entre la polarización directa y la inversa, lo que posibilita que pueda rectificar señales de muy altas frecuencias, así como suprimir valores altos de sobrecorriente en circuitos que trabajan con gran intensidad de corriente.

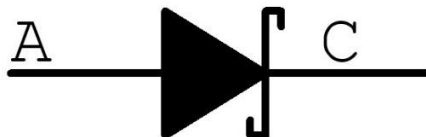


Figura 2.13 Símbolo de un diodo schottky.

Algunas de sus características más importantes son:

- La alta velocidad de conmutación permite rectificar señales de muy alta frecuencia y eliminar excesos de corriente en circuitos de alta intensidad.
- A diferencia de los diodos convencionales de silicio, que tienen una tensión umbral de 0.7 V, los diodos Schottky tienen una tensión umbral de aproximadamente 0.2 a 0.4 V.
- Aplicación en variadores de frecuencia (inverters) y circuitos controladores de motores paso a paso, cuando el circuito controlador efectúa la desconexión de los bobinados del motor estos diodos se encargan de drenar los picos de corriente inductiva que regresan de los bobinados de un motor y devolverlos al bus de continua para que estos no quemen los transistores, destruyendo el dispositivo. Cuando el motor se comporta como generador, la corriente circula hacia el bus de continua a través de los diodos y no es absorbida por los transistores.

2.5.2 Manejador de compuerta.

Dado un interruptor semiconductor de potencia, su velocidad de conmutación y pérdidas generadas dependen de cómo el dispositivo es controlado. Para el caso particular del MOSFET es conveniente la integración de un circuito manejador de compuerta cuya función primaria es conmutar el dispositivo de estado abierto a estado cerrado y viceversa en periodos de tiempo muy cortos suministrando el voltaje y la corriente necesaria.

Un circuito manejador es una interfaz entre el circuito de control y el interruptor de potencia que adapta la señal de control a niveles adecuados para el interruptor de potencia y en algunos casos provee aislamiento eléctrico.

2.5.3 MOSFET.

Los transistores de efecto de campo por semiconductor de oxido metálico (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET*) son dispositivos controlados por tensión. Los MOSFET requieren la aplicación continua de tensión puerta-fuente de magnitud correspondiente a fin de estar en el estado activo. No hay flujo de corriente de puerta, excepto

durante las transiciones de encendido a apagado, o viceversa, cuando la capacitancia de la puerta se está cargando o descargando. Los tiempos de conmutación son muy cortos y se encuentran en el rango de unas cuantas decenas de nanosegundos a unos cientos de nanosegundos, lo que depende del tipo de dispositivo [11].

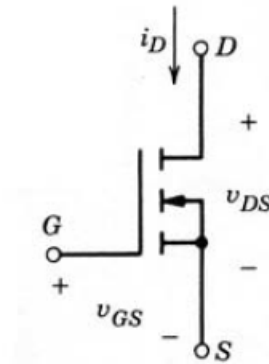


Figura 2.14 Símbolo de un MOSFET canal N.

2.5.4 Red SNUBBER.

La función de un circuito snubber o amortiguador es reducir los esfuerzos eléctricos que se aplican a un dispositivo durante la conmutación por un convertidor de potencia a niveles dentro de las especificaciones eléctricas del dispositivo. En forma más explícita, un circuito amortiguador reduce los esfuerzos de conmutación a niveles seguros de las siguientes formas:

- Al limitar los voltajes aplicados a dispositivos durante los transitorios de apagado.
- Al limitar las corrientes del dispositivo durante los transitorios de encendido.
- Al limitar la velocidad de subida (di/dt) de corrientes a través de dispositivos en el encendido del dispositivo.
- Al limitar la velocidad de subida (dv/dt) de tensiones a través de dispositivos durante el apagado del dispositivo o durante voltajes de bloqueo directo aplicados de nuevo (por ejemplo, los SCR durante el estado de bloqueo directo).
- Al modelar la trayectoria de conmutación del dispositivo cuando se enciende y apaga.

Cabe hacer hincapié en que los amortiguadores no forman parte fundamental del circuito de un convertidor de electrónica de potencia. El circuito amortiguador es una incorporación en el convertidor básico para reducir los esfuerzos de un componente eléctrico, por lo general un dispositivo semiconductor. Los amortiguadores sirven individualmente o en combinación, según los requerimientos.

2.5.5 CONVERTIDOR DE C.D. - C.D. PUENTE COMPLETO.

Hay tres aplicaciones para los convertidores de modo de conmutación de puente completo:

- Accionamientos motrices de C.D.
- Conversión de C.D. a C.A. (onda sinusoidal) en fuentes de energía de C.A. no interrumpibles monofásicas.
- Conversión de C.D. a C.A. (frecuencia intermedia alta) en fuentes de potencia de C.D. de modo de conmutación con aislamiento por transformador.

Aunque la topología de puente completo permanece igual en cada una de estas tres aplicaciones, el tipo de control depende de la aplicación. No obstante, se muestra en la figura 2.15 el convertidor de puente completo como se usa en accionamientos motrices de C.D., porque proporciona una buena base para entender los convertidores de C.D. a C.A.

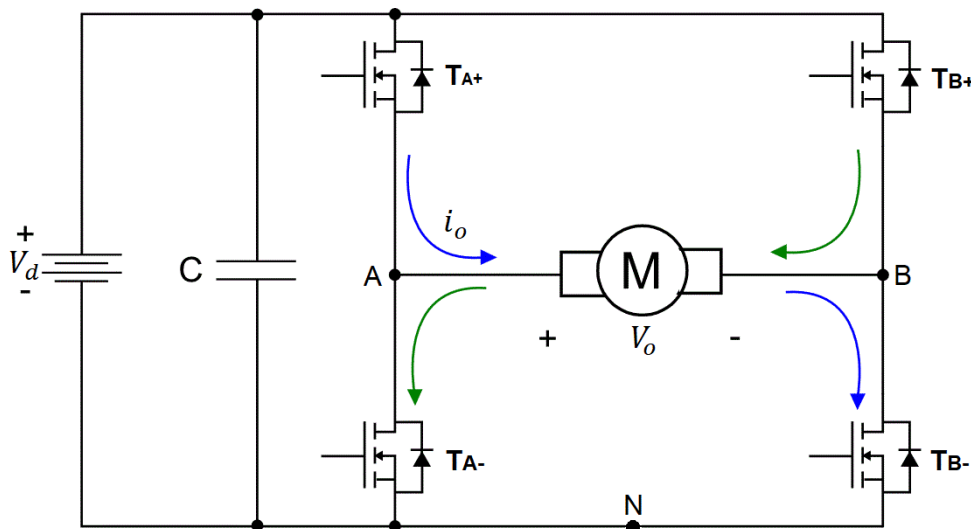


Figura 2.15 Convertidor C.D.-C.D. puente completo.

En este convertidor la entrada es un voltaje de C.D. de magnitud fija V_d . Y la salida es un voltaje de C.D. V_o , que se controla en magnitud y polaridad. Asimismo, se controlan la magnitud y el sentido de la corriente de salida i_o . Por tanto, un convertidor de puente completo como el que se muestra en la figura 2.15 puede operar en los cuatro cuadrantes del plano i_o - v_o , y el flujo de potencia a través del convertidor puede ser en ambos sentidos.

En esta topología donde los diodos están conectados en antiparalelo con los interruptores, se tiene que hacer una distinción entre el estado activo *versus* el estado de conducción de un interruptor. Como los diodos están en antiparalelo con los interruptores, cuando se enciende un interruptor podrá o no conducir una corriente según el sentido de la corriente de salida i_o . Si el interruptor conduce una corriente, está en un estado de conducción. Esta distinción no es necesaria cuando el interruptor está apagado.

La salida de este convertidor es $V_o = (V_{AN} - V_{BN})$ el cual se controla por medio del control de las relaciones de trabajo de los interruptores y es independiente de la magnitud y el sentido de i_o .

En los convertidores de un solo interruptor la polaridad del voltaje de salida es unidireccional y, por tanto, el interruptor del convertidor se modula por el ancho de pulso, comparando una forma de onda de dientes de sierra de frecuencia de conmutación con el voltaje de control $V_{control}$. En contraste, el voltaje de salida del convertidor de puente completo es de polaridad reversible, y por tanto se usa una forma de onda triangular de frecuencia de conmutación para el PWM de los interruptores del convertidor.

Las estrategias de conmutación por PWM se describen a continuación:

- *PWM con conmutación de voltaje bipolar*: Donde $(TA+, TB-)$ y $(TA-, TB+)$ se tratan como dos pares de interruptores, los interruptores en cada par se encienden y apagan en forma simultánea.
- *PWM con conmutación de voltaje unipolar*: Que también se denomina *conmutación por PWM doble*, aquí los interruptores en cada rama del convertidor se controlan independientemente de la otra rama.

2.5.7 Señal PWM.

La modulación por ancho de pulso (también conocida como *PWM*, por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica en la cual 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 determinada carga [12]. Se utiliza ampliamente en electrónica de potencia, como en convertidores e inversores de potencia, accionamientos de motores y filtros de potencia activa [13].

2.5.7.1 Señal PWM unipolar.

De la figura 2.15 se puede ver que, con independencia del sentido de i_o , $V_o = 0$ si tanto $TA+$ como $TB+$ están encendidos. Asimismo, $V_o = 0$ si tanto $TA-$ como $TB-$ están encendidos. Esta propiedad se aprovecha para mejorar la forma de onda del voltaje de salida. En la figura 2.16 se compara una forma de onda triangular con el voltaje de control $V_{control}$ y $-V_{control}$ para determinar las señales de conmutación para la rama A y la rama B, respectivamente.

Una comparación de $V_{control}$ con V_{tri} controla los interruptores de la rama A, mientras que los interruptores de la rama B se controlan mediante la comparación de $-V_{control}$ con V_{tri} del siguiente modo:

$$TA+ \text{ encendido: si } V_{control} > V_{tri}$$

y

$$TB+ \text{ encendido: si } -V_{control} > V_{tri}$$

Si las frecuencias de conmutación de los interruptores son las mismas en las estrategias de PWM bipolar o unipolar, la conmutación por voltaje unipolar genera una mejor forma de onda de voltaje de salida y una mejor respuesta de frecuencia, pues la frecuencia de conmutación “efectiva” de la forma de onda de voltaje de salida se duplica y la ondulación se reduce. Esto se ilustra por medio de la figura 2.16.

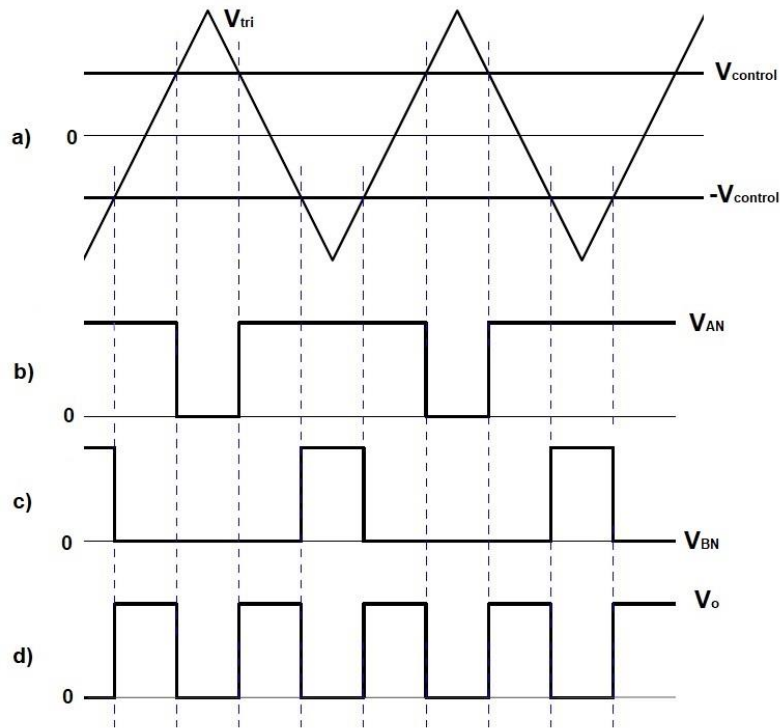


Figura 2.16 Ejemplo de generación de PWM unipolar. a) Comparación de V_{tri} con $V_{control}$ y $-V_{control}$. b) Voltaje en la rama A. c) Voltaje en la rama B. d) Voltaje de salida.

2.6 MOTOR DE C.D.

2.6.1 Introducción a los motores de corriente directa.

El motor de corriente continua o motor C.D. (por las iniciales en inglés *direct current*), es una máquina que convierten la energía eléctrica en energía mecánica [14], provocando un movimiento rotatorio, gracias a la acción de un campo magnético.

Los motores de C.D. son los más adecuados para el control de velocidad, debido a que la velocidad es directamente proporcional al voltaje de armadura e inversamente proporcional al flujo magnético inducido por los polos, así que mediante la variación del voltaje de armadura o la corriente de campo variará la velocidad del rotor [15].

Las ventajas de usar motores de C.D. sobre los motores de C.A. se explican a continuación [16]:

- Tienen una eficiencia aproximada del 95%.
- Mejores características de sobrecarga y voltaje pico.
- Se puede cambiar su relación de velocidad-par de acuerdo a lo requerido.

Un motor de corriente continua se compone principalmente de dos partes. El estátor da soporte mecánico al aparato y contiene los polos de la máquina, que pueden ser o bien devanados de hilo de cobre sobre un núcleo de hierro, o imanes permanentes. El rotor es generalmente de forma cilíndrica, también devanado y con núcleo, alimentado con corriente directa a través de delgas, que están en contacto alternante con escobillas fijas.

Es posible controlar la velocidad y el par de estos motores utilizando técnicas de control de motores de corriente continua.

Una gran ventaja de los motores de C.D. se debe a que es posible controlarlos con suavidad y en la mayoría de los casos son reversibles, responden rápidamente gracias a que cuentan con una gran razón de torque a la inercia del rotor. Otra ventaja es la implementación del frenado dinámico, donde la energía generada por el motor se alimenta a un resistor disipador, y el frenado regenerativo donde la energía generada por el motor retroalimenta al suministro de potencia C.D., esto es muy utilizado en aplicaciones donde se deseen frenados rápidos y de gran eficiencia.

2.6.2 Fundamentos de operación.

En magnetismo se conoce la existencia de dos polos: polo norte (N) y polo sur (S), que son las regiones donde se concentran las líneas de fuerza de un imán. Un motor funciona debido a las fuerzas de atracción y repulsión que existen entre los polos. De acuerdo con esto, todo motor tiene que estar formado con polos alternados entre el estator y el rotor, ya que los polos magnéticos iguales se repelen, y polos magnéticos diferentes se atraen, produciendo así el movimiento de rotación.

Un motor eléctrico opera primordialmente en base a dos principios: el de inducción, descubierto por Michel Faraday, que señala, que si un conductor se mueve a través de un campo magnético o está situado en las proximidades de otro conductor por el que circula una corriente de intensidad variable, se induce una corriente eléctrica en el primer conductor y el principio que André Ampere observó, en el que se establece: que, si una corriente pasa a través de un conductor situado en el interior de un campo magnético, este ejerce una fuerza mecánica o Fem (fuerza electromotriz) sobre el conductor.

El movimiento giratorio de los motores de C.D se basa en el empuje derivado de la repulsión y atracción entre los polos magnéticos. Creando campos constantes convenientemente orientados en estator y rotor, se origina un par de fuerzas que obliga a que el rotor gire buscando la posición de equilibrio.

2.6.3 Tipo de conexiones del motor de C.D.

Los motores de C.D. se clasifican de acuerdo a la forma en que se conectan sus devanados de campo con la fuente de excitación.

Las principales conexiones son:

- Motor de C.D. en serie
- Motor de C.D. en derivación
- Motor de C.D. compuesto

2.6.3.1 Motor de C.D. con excitación serie.

En este tipo de motor el devanado de campo es conectado en serie con el devanado de armadura como se muestra en la figura 2.17. El calibre del alambre del devanado de campo serie es grande debido a que tiene que soportar la corriente demandada por la armadura.

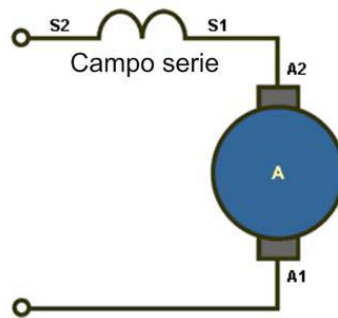


Figura 2.17 Conexión serie de un motor de C.D.

Los motores serie tienen 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 trabajara sin carga, provocando con ello la destrucción del mismo, de ahí que se sugiere operarlo siempre con carga conectada, aunque esta sea ligera.

Por lo tanto, este tipo de motor no se recomienda utilizar cuando se desea tener velocidad constante ante una variación en la carga.

2.6.3.2 Motor de C.D. con excitación en derivación.

En un motor shunt el devanado de campo es conectado en paralelo con el devanado de la armadura. Este tipo de motor ofrece una buena regulación de velocidad, siendo esta su principal característica. El devanado de campo puede ser de excitación independiente o conectarse a la misma fuente de voltaje que excita a la armadura tal y como se muestra en la figura 2.18.

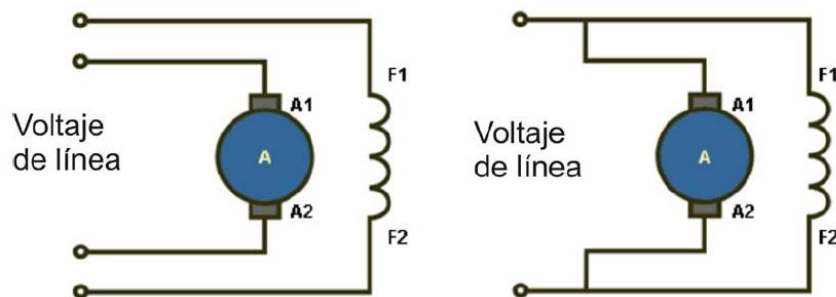


Figura 2.18 Conexión shunt de un motor de C.D.

En este tipo de motor cuando se le aplica una carga de manera repentina al eje, la pequeña corriente sin carga que circula por la máquina 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 F_{cem} disminuya dando como resultado una corriente mayor y un par también más alto. Cuando el par o momento de torsión del motor es igual al par demandado por la carga, la velocidad permanece constante. Por consiguiente, cuando la carga mecánica se incrementa, la corriente en el inducido se incrementa y la velocidad disminuye.

2.6.3.3 Motor de C.D. con excitación compuesta.

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

El devanado de campo serie se puede conectar de forma tal que el flujo producido apoye al flujo establecido 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 de campo shunt, el motor se conoce como motor compuesto diferencial.

2.6.4 Regulación de la velocidad del motor.

Una de las razones por las cuales hoy día se utilizan los motores de C.D. es por la facilidad con que su desempeño se adapta para satisfacer las demandas de la industria. La facilidad en el control de su velocidad a cualquier par demandado por la carga y sin tener que realizar ningún cambio en su construcción lo mantienen vigente en sus diferentes aplicaciones. La regulación de velocidad en un motor es una medida del cambio de velocidad desde su operación en vacío hasta su operación a plena carga, expresada generalmente en porcentaje de la velocidad correspondiente a la carga nominal esto es:

$$RV\% = \frac{n_{sc} - n_{pc}}{n_{sc}} 100 \quad (11)$$

Donde:

n_{sc} = velocidad sin carga del motor

n_{pc} = velocidad a plena carga del motor

2.6.4.1 Regulación de velocidad en un motor con excitación serie.

La regulación de velocidad en un motor serie es muy mala debido a que en vacío su velocidad se incrementa a infinito, llegando a autodestruirse.

Una forma de regular la velocidad es el motor serie consiste en insertar una resistencia externa en serie con el circuito del motor, sin embargo, este método resulta un gran desperdicio de potencia y solo es utilizado en el arranque de algunos motores.

Otra manera de controlar la velocidad es este motor es mediante la variación del voltaje en las terminales de la máquina.

2.6.4.2 Regulación de velocidad en un motor con excitación en derivación.

La velocidad en los motores en derivación se puede considerar como constante al funcionar sin carga y pasar a plena carga por lo cual se deduce que la regulación de velocidad en este tipo de motor es buena.

2.6.4.3 Regulación de velocidad en un motor con excitación compuesta.

Debido a que en el motor compuesto la bobina serie puede conectarse con una polaridad tal que el flujo magnético producido se suma o resta al flujo producido por el campo de la bobina en derivación, la regulación de velocidad no es la misma en cada caso.

Para un motor compuesto acumulativo la regulación de velocidad es menos buena que la de un motor en derivación, aunque a diferencia del motor serie este motor no se desboca cuando se elimina la carga. El motor compuesto diferencial tiene una regulación negativa de velocidad debido a su inestabilidad ante la carga.

Además, existe la posibilidad de que este motor alcance una velocidad peligrosa al aumentar esta a medida que el flujo creado por el campo serie se aproxima al flujo creado por la bobina en derivación.

Capítulo

3

Diseño del sistema

En este capítulo se presenta el proceso de diseño de un sistema de control de velocidad aplicado a un motor de C.D. cuya velocidad será variada remotamente mediante la transmisión de una señal senoidal modulada en frecuencia, a través de la línea de C.A. Son presentadas las etapas requeridas en este trabajo, así como sus componentes, funcionamiento y detalles específicos de cada etapa.

3.1 DESCRIPCIÓN GENERAL.

En este trabajo se presenta el proceso de diseño de un control de velocidad de lazo cerrado aplicado a un motor de C.D. Este mismo consiste en variar la velocidad y el sentido de giro de un motor de C.D. mediante la transmisión de una señal senoidal modulada en frecuencia, a través de la línea de C.A.

Se elaboraron las siguientes etapas:

- Etapa de transmisión
- Etapa de recepción y acondicionamiento de la señal
- Etapa de control
- Etapa de potencia

Primeramente, se elaboró la etapa transmisión la cual consiste en un acoplamiento capacitivo para lograr inyectar la señal senoidal a la línea de C.A. Después, se continuó con la etapa de recepción y acondicionamiento en la cual se recupera la señal transmitida en la línea de C.A., dicha señal es convertida a una señal de C.D. de magnitud proporcional a la frecuencia, misma que será utilizada como señal de referencia, esta se compara en la etapa de control con una señal de retroalimentación que es proporcional a la velocidad a la que se encuentra el motor; de dicha comparación se obtiene una señal de error la cual es procesada por un control proporcional + integral que genera una señal de control, esta última se emplea para generar una señal PWM unipolar, la cual se aplica a un circuito convertidor de C.D. - C.D. de puente completo, con el cual se controla la velocidad y sentido de giro de un motor de C.D. mediante la variación del voltaje promedio de operación del mismo. En la figura 3.1 se presenta el diagrama de bloques del sistema elaborado.

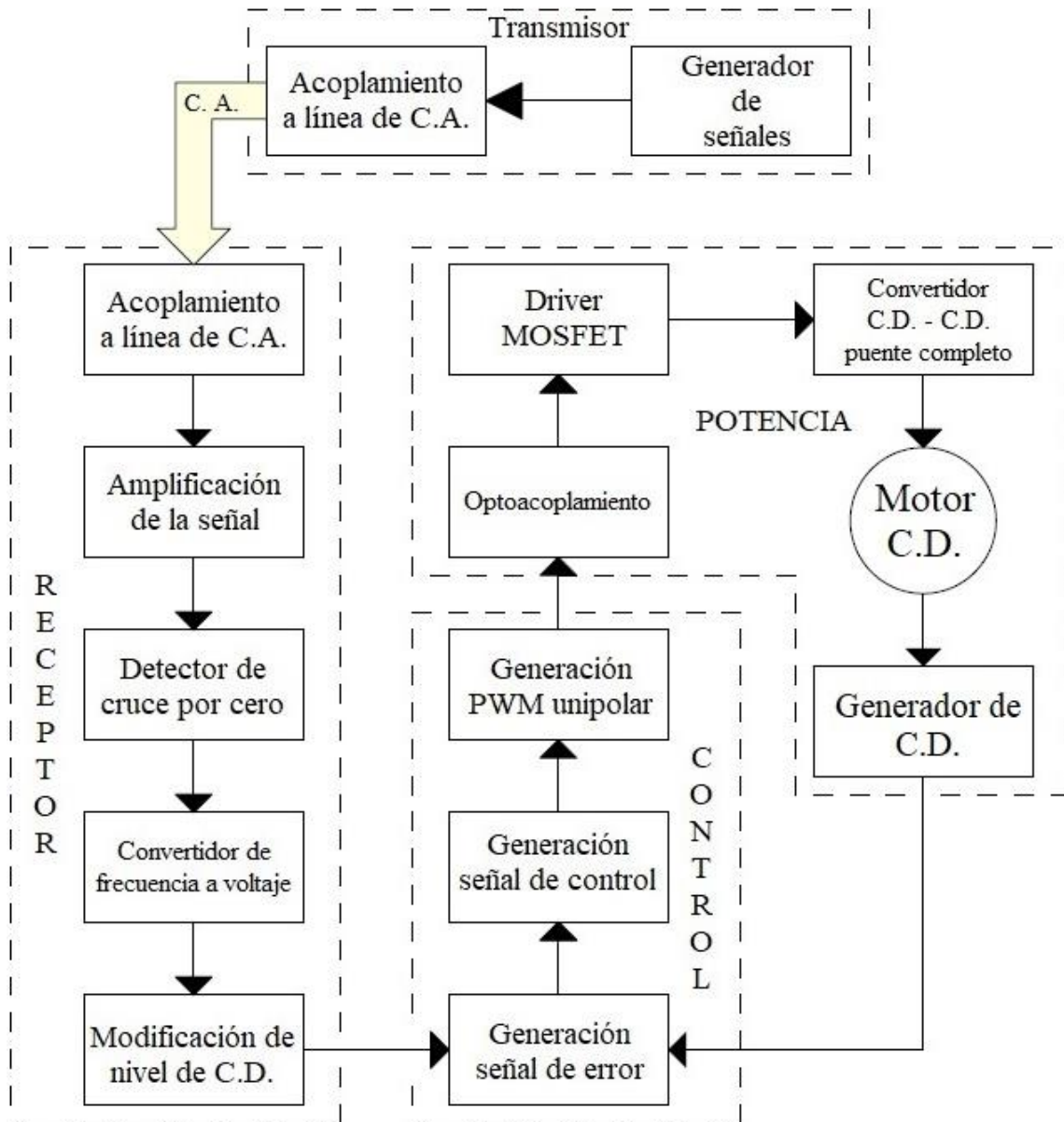


Figura 3.1 Diagrama de bloques del sistema desarrollado.

3.2 ETAPA DE TRANSMISIÓN.

3.2.1 Generación señal senoidal.

La señal senoidal utilizada en este trabajo, se obtuvo mediante un dispositivo generador de señales HP modelo 33120A como el mostrado en la figura 3.2, esto debido a que el dispositivo cuenta con un display en el que muestra la frecuencia a la cual genera la señal, de este modo se logra variar la frecuencia de una manera sencilla y a su vez más precisa.



Figura 3.2 Generador de señales utilizado.

3.2.2 Acoplamiento a línea de C.A.

Para lograr inyectar una señal de baja potencia en la línea de C.A. se implementó el arreglo mostrado en la figura 3.3, el cual es una serie de filtros CR pasa altas frecuencias, dicho arreglo logra atenuar el nivel de voltaje presente en la línea de C.A. y a su vez funciona como protección del dispositivo generador de señales, así mismo el potenciómetro se emplea como un interruptor, con el cual se agrega una protección adicional debido a que en ocasiones solo al momento de energizar la línea de C.A. se producen picos de voltaje que logran filtrarse en el arreglo presentado, pero debido a la alta resistencia proporcionada por el potenciómetro no se expone el dispositivo, después de energizar la línea se disminuye la resistencia del mismo para permitir la inyección de la señal. En la tabla 3.1 se muestra los valores de los componentes utilizados en esta etapa.

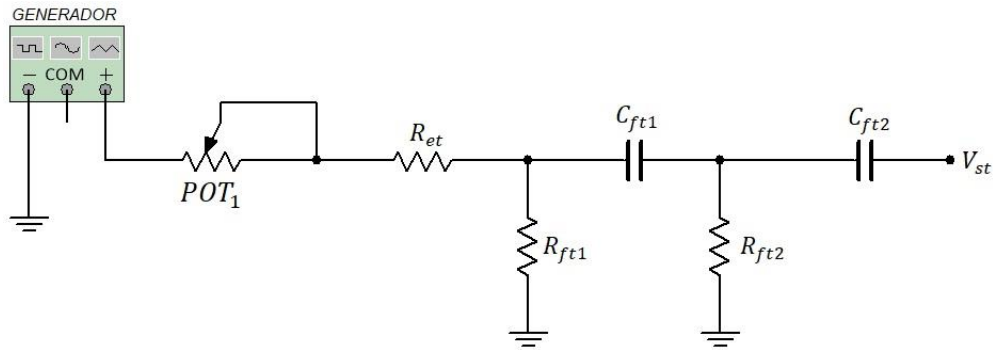


Figura 3.3 Acoplamiento del transmisor a la línea de C.A.

Tabla 3.1 Componentes de la etapa de transmisión.

Componente		Valor
POT_1	Potenciómetro transmisor	100 k Ω
R_{et}	Resistencia entrada transmisor	39 Ω
R_{ft1}	Resistencia filtro transmisor 1	680 Ω
R_{ft2}	Resistencia filtro transmisor 2	100 Ω
C_{ft1}	Capacitor filtro transmisor 1	0.047 μ F
C_{ft2}	Capacitor filtro transmisor 2	0.047 μ F

3.3 ETAPA DE RECEPCIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.

3.3.1 Acoplamiento a línea de C.A.

Se utilizó el mismo principio de acoplamiento capacitivo a base de filtros pasa alta frecuencias, para permitir el flujo de la señal transmitida V_{st} en el orden de los kHz y atenuar la señal de 60 Hz presente en la línea de C.A. convencional. En la figura 3.4 se muestra el arreglo utilizado así mismo en la tabla 3.2 los valores de los componentes requeridos.

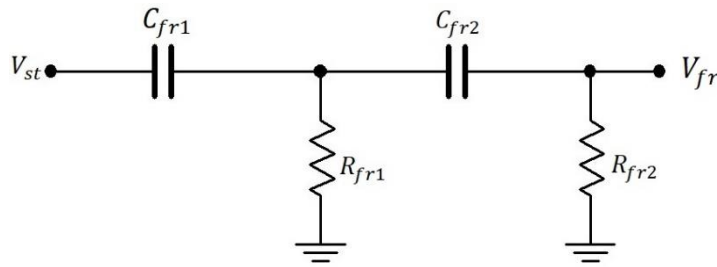


Figura 3.4 Acoplamiento de la etapa receptora a la línea de C.A.

Tabla 3.2 Componentes de acoplamiento

Componente		Valor
C_{fr1}	Capacitor filtro receptor 1	0.047 μ F
R_{fr1}	Resistencia filtro receptor 1	1.5 k Ω
C_{fr2}	Capacitor filtro receptor 2	0.047 μ F
R_{fr2}	Resistencia filtro receptor 2	680 Ω

3.3.2 Amplificación de la señal.

Debido a la impedancia presente en la línea de C.A. la señal senoidal transmitida sufre una gran atenuación en su magnitud, por lo tanto, se optó por amplificar dicha señal para que pueda ser interpretada por la etapa siguiente.

Para esto se utilizó un amplificador operacional configurado como amplificador inversor al cual se le agregó un capacitor en paralelo a la resistencia de retroalimentación con el cual se filtran ruidos que se pudieran producir a la salida de este circuito. A continuación, se presenta la tabla 3.3 donde se muestran los componentes requeridos y la figura 3.5 con la configuración utilizada.

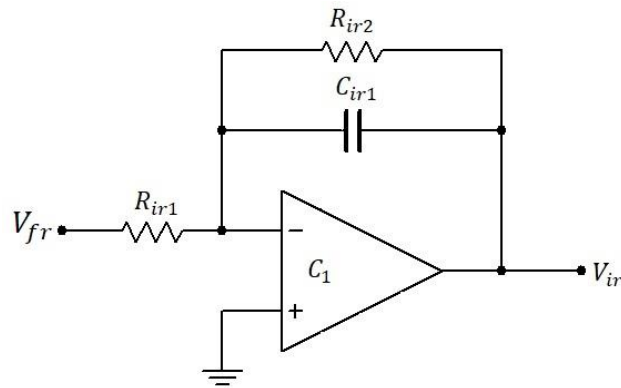


Figura 3.5 Amplificador inversor

Tabla 3.3 Componentes de la etapa de amplificación.

Componente		Valor
C_1	Amplificador Operacional	TL081
R_{ir1}	Resistencia inversor 1	1 k Ω
R_{ir2}	Resistencia inversor 2	3.3 k Ω
C_{ir1}	Capacitor filtro inversor	0.001 μ F

3.3.3 Detección de cruce por cero.

Se requirió la conversión de la señal amplificada que tiene una forma senoidal a una de onda cuadrada, por motivos que se mencionarán en el siguiente subtema. A continuación, en la figura 3.6 se presenta la configuración utilizada para llevarlo a cabo.

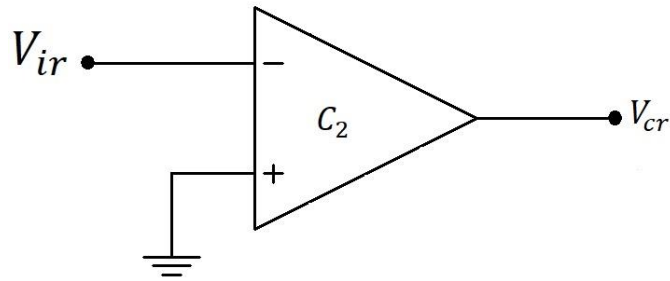


Figura 3.6 Comparador detector de cruce por cero.

3.3.4 Conversión de frecuencia a voltaje.

El circuito integrado LM331 es un convertidor de voltaje, el cual tiene diversas aplicaciones entre las cuales destacan: conversión de voltaje a frecuencia, frecuencia a voltaje, intensidad de luz a frecuencia, temperatura a frecuencia.

En este trabajo se utilizó como un convertidor de frecuencia a voltaje. Como se mencionó anteriormente, la señal senoidal se convirtió a una señal cuadrada, esto debido a que el LM331 en la configuración utilizada solo admite este tipo de señal a su entrada.

En la figura 3.7 se muestra la configuración utilizada y en la tabla 3.4 el valor de los componentes requeridos.

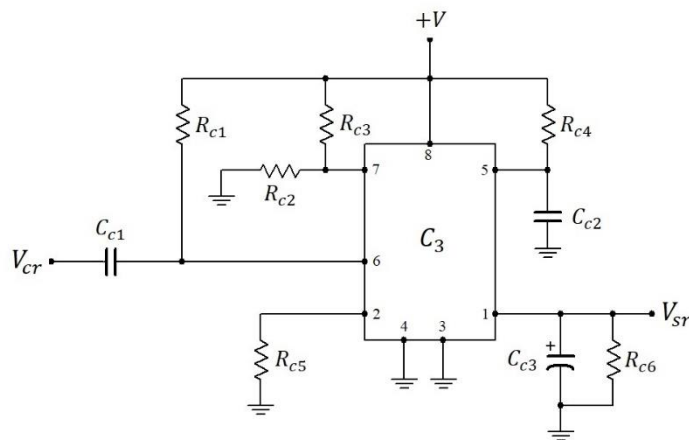


Figura 3.7 LM331 configurado como convertidor de F/V.

Tabla 3.4 Componentes del convertidor LM331.

Componente		Valor
C_3	Convertidor frecuencia a voltaje	LM331
R_{c1}	Resistencia convertidor 1	10 k Ω
R_{c2}	Resistencia convertidor 2	68 k Ω
R_{c3}	Resistencia convertidor 3	10 k Ω
R_{c4}	Resistencia convertidor 4	10 k Ω
R_{c5}	Resistencia convertidor 5	47 k Ω
R_{c6}	Resistencia convertidor 6	100 k Ω
C_{c1}	Capacitor convertidor 1	470 pF
C_{c2}	Capacitor convertidor 2	0.001 μ F
C_{c3}	Capacitor convertidor 3	1 μ F

3.3.5 Seguidor de voltaje.

Debido a que se producían problemas al realizar conexiones del circuito LM331 con otros circuitos de la misma etapa, se optó por implementar un amplificador operacional seguidor de voltaje con el cual se resolvieron los problemas generados por acoplamiento de impedancias. En la figura 3.8 se muestra la conexión realizada.

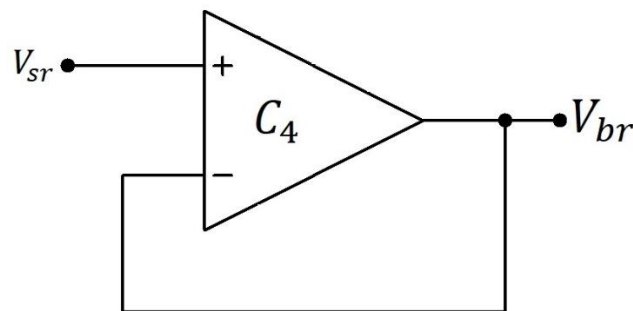


Figura 3.8 Amplificador seguidor de voltaje.

3.3.6 Modificación del nivel de C.D.

El circuito integrado LM331 tiene un inconveniente en el desarrollo del proyecto, el cual entrega a su salida un nivel de voltaje positivo, el inconveniente radica en que el sistema de control requiere manejar un nivel de voltaje negativo, así como positivo, esto debido a que con la polaridad de este voltaje se define el sentido de giro del motor.

Esto se logró corregir mediante la implementación de un amplificador diferencial al cual en la entrada no inversora se aplica el voltaje V_{br} proveniente del circuito LM331, el cual es de un valor en el que se establece que la velocidad del motor sea cero y en la entrada inversora se aplica un voltaje del mismo valor que la señal V_{br} para que con esta operación se defina la frecuencia de paro del motor.

En la figura 3.9 se muestra la configuración implementada y en la tabla 3.5 los componentes requeridos.

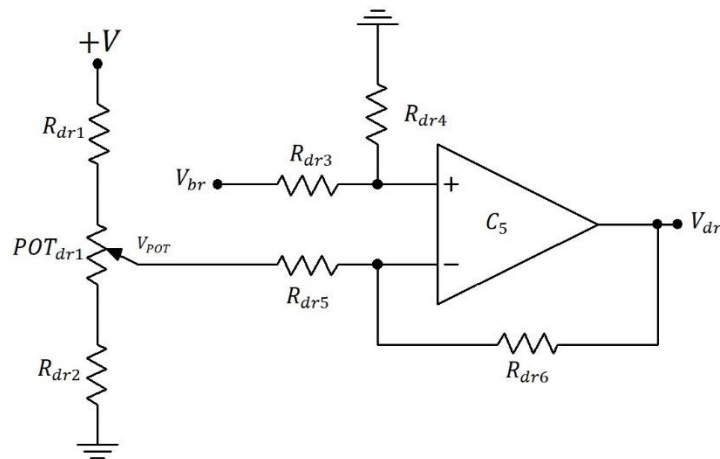


Figura 3.9 Modificador de nivel de C.D.

Esta configuración tiene el siguiente comportamiento:

$$V_{dr} = \begin{cases} 0 & \text{si } V_{br} = V_{pot} \\ V_{negativo} & \text{si } V_{br} < V_{pot} \\ V_{positivo} & \text{si } V_{br} > V_{pot} \end{cases}$$

Tabla 3.5 Componentes requeridos.

Componente		Valor
C_5	Amplificador Operacional	TL081
R_{dr1}	Resistencia divisor 1	1 k Ω
POT_{dr1}	Potenciómetro divisor 1	1 k Ω
R_{dr2}	Resistencia divisor 2	100 Ω
R_{dr3}	Resistencia diferencial 3	100 k Ω
R_{dr4}	Resistencia diferencial 4	560 k Ω
R_{dr5}	Resistencia diferencial 5	100 k Ω
R_{dr6}	Resistencia diferencial 6	560 k Ω

En la figura 3.10 se muestran la conexión de todas las subetapas pertenecientes a la recepción y acondicionamiento de la señal.

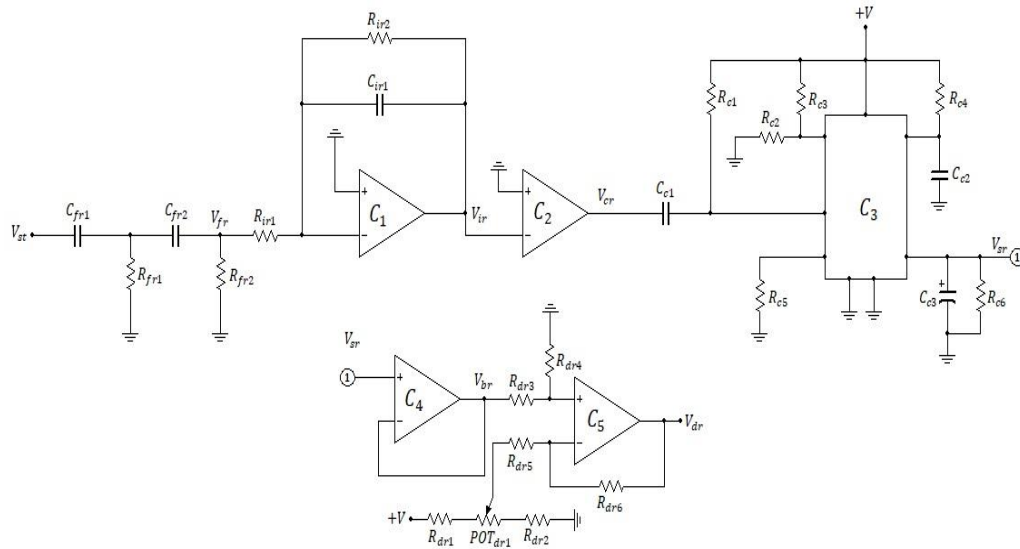


Figura 3.10 Etapa de recepción y acondicionamiento de la señal.

3.4 ETAPA DE CONTROL.

3.4.1 Generación de la señal de error.

Nuevamente se implementó un amplificador diferencial para obtener una señal de error, la cual es la diferencia de la señal V_{fc} aplicada en la terminal no inversora y de V_{dr} aplicada en la entrada inversora como se muestra en la figura 3.12 así como los componentes requeridos en la tabla 3.6.

La señal V_{fc} es la señal de retroalimentación del circuito de control, la cual se obtiene mediante el acople del motor de C.D. que pertenece a un módulo de Lab-Volt modelo 8811-00 y un motor de impulsión/dinamómetro Lab-Volt modelo 8960-12, este último cuenta con una salida de voltaje la cual es proporcional a la velocidad a la que se encuentra el motor, este voltaje pasa por unos filtros pasa bajas frecuencias mostrados en la figura 3.11, estos se utilizan para evitar problemas por señales de ruido que se presentan en el voltaje entregado por el generador de C.D. del módulo Lab-Volt.

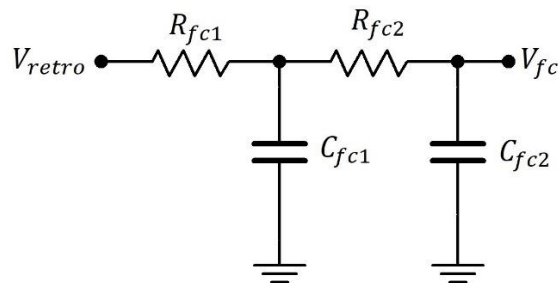


Figura 3.11 Filtrado de señal de retroalimentación.

Esta salida de voltaje tiene la particularidad que dependiendo del sentido de giro del motor es la polaridad del voltaje de salida, entregando un voltaje positivo cuando el motor se encuentra girando en sentido horario y un voltaje negativo cuando gira en sentido antihorario.

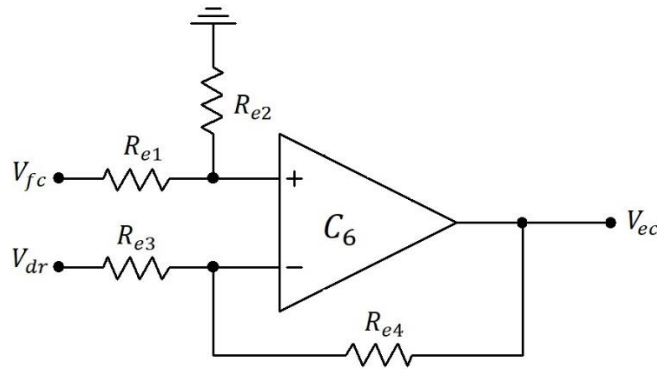


Figura 3.12 Amplificador diferencial que genera la señal de error.

Tabla 3.6 Componentes del generador de error.

Componente		Valor
C_6	Amplificador Operacional	TL081
R_{e1}	Resistencia error 1	47 k Ω
R_{e2}	Resistencia error 2	220 k Ω
R_{e3}	Resistencia error 3	47 k Ω
R_{e4}	Resistencia error 4	220 k Ω

3.4.2 Generación de la señal de control.

En la figura 3.13 se presenta la configuración realizada, la cual es un amplificador operacional con el comportamiento de un circuito de control proporcional + integral [17], al cual se le añadieron otros componentes para modificar ciertas cuestiones que interferían para llevar a cabo satisfactoriamente su trabajo, como lo es R_{pi2} y el divisor de voltaje formado por R_{dpi1} y R_{dpi2} , R_{pi2} se utilizó para lograr que la salida del amplificador operacional no se saturara al encender la circuitería de control, y el divisor de voltaje se requirió para disminuir el voltaje de salida a un rango utilizable en las siguientes etapas.

Los valores mostrados en la tabla 3.7 se obtuvieron de manera empírica al observar el comportamiento del circuito y se escogieron con los que se logró obtener un mejor desempeño del mismo.

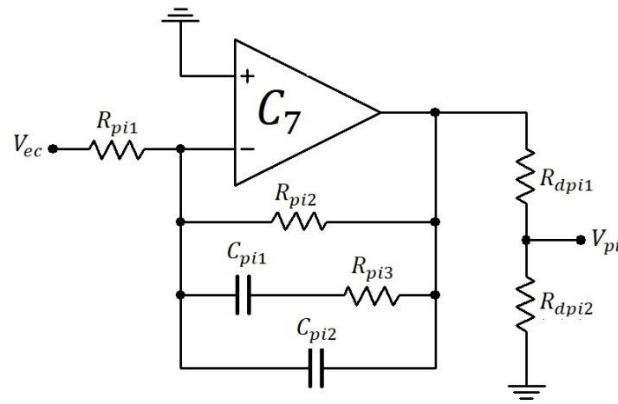


Figura 3.13 Generación de la señal de control.

Tabla 3.7 Componentes para generar la señal de control

Componente		Valor
C_7	Amplificador Operacional	TL081
R_{pi1}	Resistencia control 1	10 k Ω
R_{pi2}	Resistencia control 2	68 k Ω
R_{pi3}	Resistencia control 3	82 k Ω
R_{rdpi1}	Resistencia divisor control 1	3.3 k Ω
R_{rdpi2}	Resistencia divisor control 2	10 k Ω
C_{pi1}	Capacitor control 1	0.33 μ F
C_{pi2}	Capacitor control 2	0.22 μ F

3.4.3 Generación PWM unipolar.

Para generar un PWM unipolar se requirió un circuito inversor y dos circuitos comparadores, el primero se utilizó para invertir la señal de control en este caso V_{pi} , ya que como se mencionó en temas anteriores, para este tipo de PWM se requieren dos señales de control, las cuales son $+V_{pi}$ y $-V_{pi}$, así mismo, como se aprecia en la figura 3.14, se agregó un potenciómetro para corregir su nivel de offset y un capacitor para eliminar ruido que se pueda presentar en la señal. Los segundos se utilizaron para comparar las señales $+V_{pi}$ y $-V_{pi}$ con una señal triangular V_{tri} de una amplitud de $\pm 10V$, esta última se obtuvo de un generador de señales GW modelo GFG-8015G.

En la tabla 3.7 se muestran los componentes requeridos para su implementación.

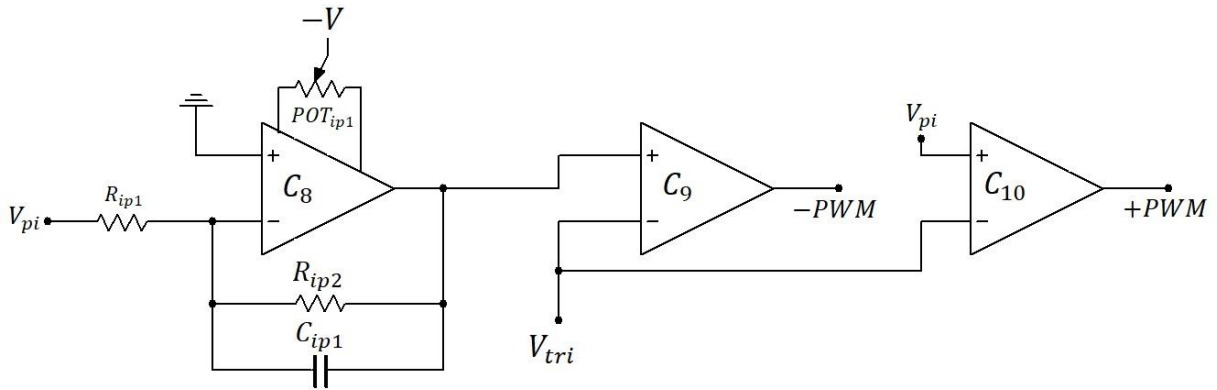


Figura 3.14 Generación de señal PWM unipolar.

Tabla 3.8 Componentes requeridos en PWM unipolar.

Componente		Valor
C_8	Amplificador Operacional	TL081
C_9	Amplificador Operacional	TL081
C_{10}	Amplificador Operacional	TL081
R_{ip1}	Resistencia inversor PWM 1	120 k Ω
R_{ip2}	Resistencia inversor PWM 2	120 k Ω
POT_{ip1}	Potenciómetro inversor PWM	10 k Ω
C_{ip1}	Capacitor inversor PWM	0.1 μ F

En la figura 3.15 se presenta la etapa de control integrando todas las subetapas pertenecientes a la misma.

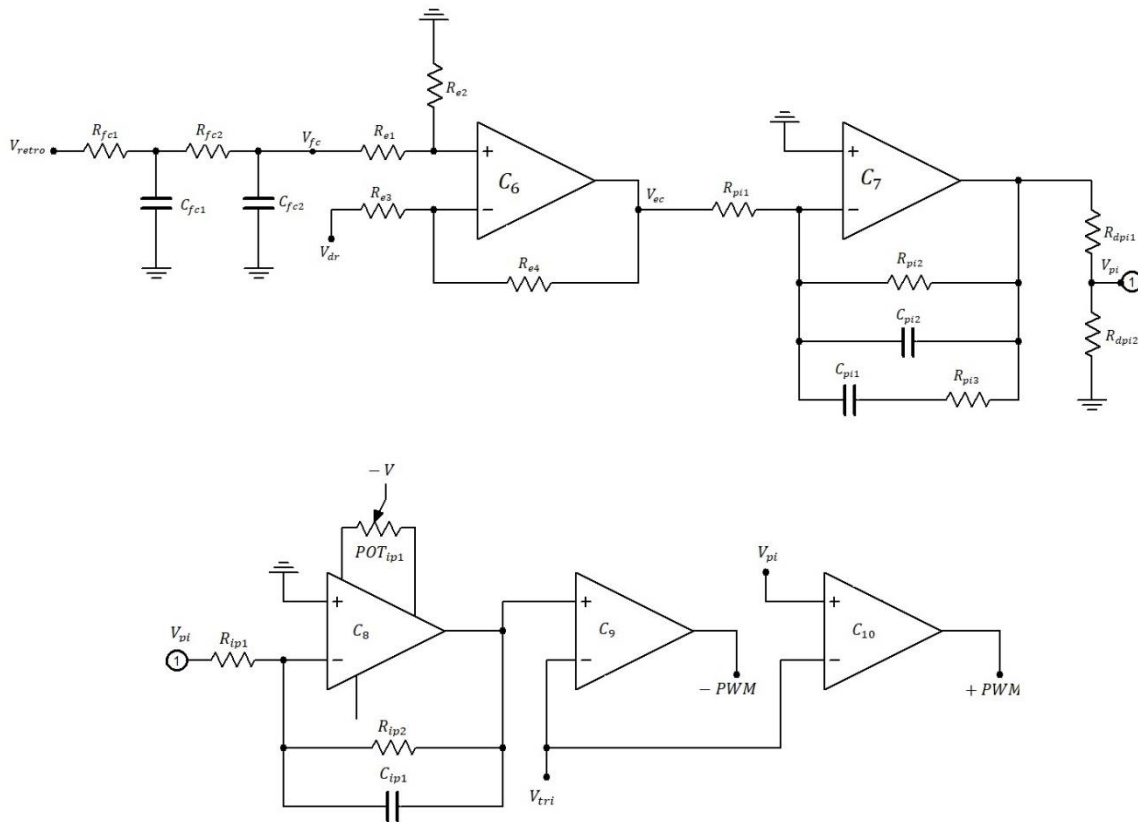


Figura 3.15 Etapa de control.

3.5 ETAPA DE POTENCIA.

3.5.1 Optoacoplamiento.

Se utilizaron dos optoacopladores configurados como muestra la figura 3.16 para ofrecer un aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia, los cuales tienen como entrada la señal +PWM y -PWM respectivamente, se utilizó una configuración no inversora para así tener a la salida $\pm V_{op}$ la misma señal de entrada, a la vez se agregó la resistencia R_{ro} , con la cual se descarga la capacitancia generada entre base y emisor, de esta forma se logra aumentar su velocidad de respuesta.

En la tabla 3.8 se presentan los componentes requeridos.

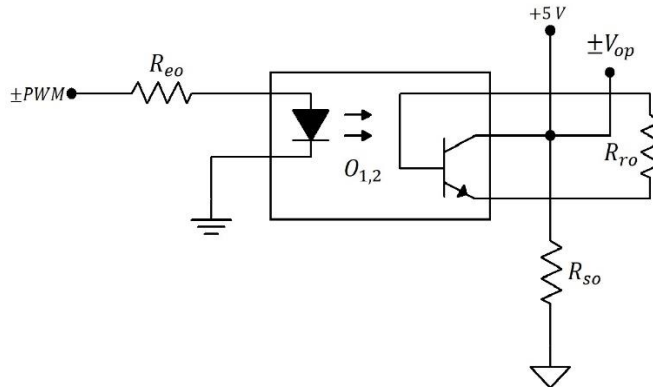


Figura 3.16 Optoacoplador no inversor.

Tabla 3.9 Componentes requeridos en el optoacoplamiento.

Componente		Valor
$O_{1,2}$	Optoacoplador	4N26
R_{eo}	Resistencia entrada optoacoplador	680 Ω
R_{ro}	Resistencia retroalimentación	33 k Ω
R_{so}	Resistencia salida optoacoplador	680 Ω

3.5.2 Driver IR2184.

Como se mencionó en el subtema 2.5.2, es de suma importancia el uso de un manejador de compuerta o driver para asegurar una operación eficiente de los MOSFET, para este trabajo se utilizaron los drivers IR2184, los cuales se utilizan para aplicaciones de medio puente, se puede aplicar en su entrada una señal de 3.3 V hasta 5 V y entrega dos salidas con un nivel de tensión V_{GS} de 10 a 20 V dependiendo de la fuente de alimentación y puede suministrar hasta 1.8 A en estas mismas.

Las salidas de este dispositivo tienen como nombre HO y LO, las cuales conmutan a diferentes tiempos siendo complementarias entre ellas y manteniendo un tiempo muerto o de blanqueo de 4 ns, logrando así que nunca conmuten los dos interruptores a la vez, para asegurar

esto se añadió un diodo schottky en paralelo a las resistencias de salida con las cuales se incrementa el tiempo de blanqueo mediante la descarga de la capacitancia generada internamente en el MOSFET y produce que el tiempo de bajada de cada señal sea más rápida. En la figura 3.17 se presenta la configuración realizada y en la tabla 3.9 los componentes requeridos.

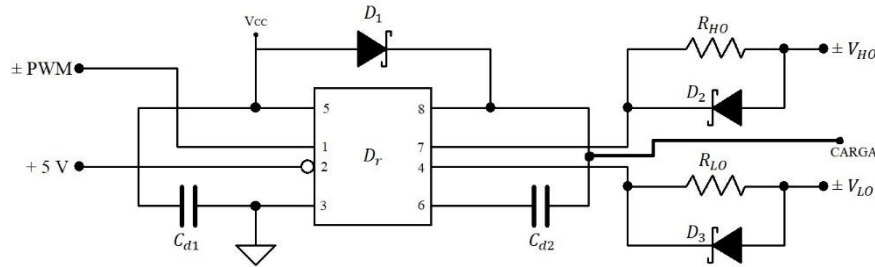


Figura 3.17 Driver IR2184.

Tabla 3.10 Componentes requeridos para la implementación del driver.

Componente		Valor
D_r	Driver	IR2184
R_{HO}	Resistencia salida H	39 Ω
R_{LO}	Resistencia salida L	39 Ω
C_{d1}	Capacitor driver 1	0.22 μF
C_{d2}	Capacitor driver 2	1 μF
D_1	Diodo driver 1	C3D02060
D_{2-3}	Diodo salida dirver	1N5822

3.5.3 Convertidor C.D. - C.D. puente completo

En este convertidor al ser del tipo puente completo se requirió el uso de 4 dispositivos interruptores, los cuales se manejaron como 2 ramas, las cuales llamaremos A y B, donde a cada rama se le asignó las salidas de un DRIVER, siendo así $+V_{HO}$ la entrada del MOSFET M_1 y $+V_{LO}$ la entrada del MOSFET M_2 , por lo tanto $-V_{HO}$ y $-V_{LO}$ las entradas para M_3 y M_4 respectivamente como se aprecia en la figura 3.18.

La alimentación utilizada es proveniente de un módulo de Lab-Volt modelo 8821-20, la cual suministra al convertidor 120 V, a este módulo se le agregó un capacitor en paralelo debido a que el voltaje suministrado presenta ondulaciones propias de una rectificación trifásica de onda completa y de esta forma se elimina el rizo que presenta.

El transistor utilizado fue el IRFP350, del cual podemos observar sus principales características en la tabla 3.11, a este mismo se le colocó un diodo STPSC1006 en antiparalelo como protección.

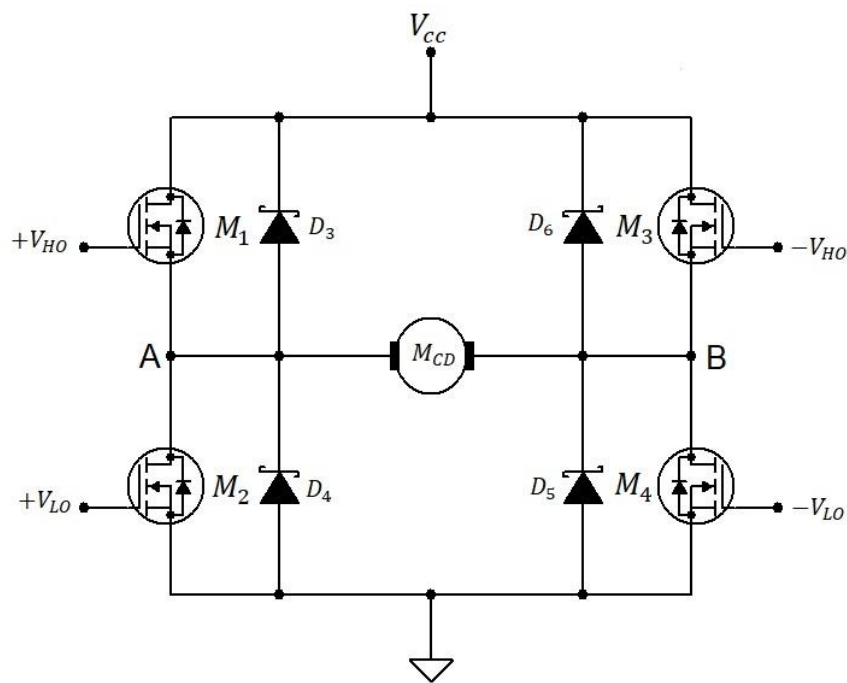


Figura 3.18 Convertidor de C.D. – C.D. puente completo.

Tabla 3.11 Principales características del MOSFET IRFP 350.

V_{DS}	Voltaje Drain-Source	400 V
V_{GS}	Voltaje Gate-Source	± 20 V
I_{DM}	Corriente en Drain pulsada	64 A
I_D	Corriente en Drain continua	16 A

Tabla 3.12 Principales características del DIODO STPSC1006.

V_{RRM}	Voltaje inverso de pico repetitivo	400 V
I_F	Corriente promedio	10 A

3.5.4 Red SNUBBER.

Debido a la presencia de inductancias en el circuito, al momento de la conmutación de los MOSFET se produce un pico de voltaje de una magnitud mucho mayor que la presente durante dicha conmutación, si dicho pico no se bloquea o se atenúa puede causar daños a los transistores, para esto se emplea el circuito presentado en la figura 3.19 donde se coloca una resistencia en serie con un capacitor, esto se aplica en paralelo a cada uno de los MOSFET, conectándose también a los nodos A y B.

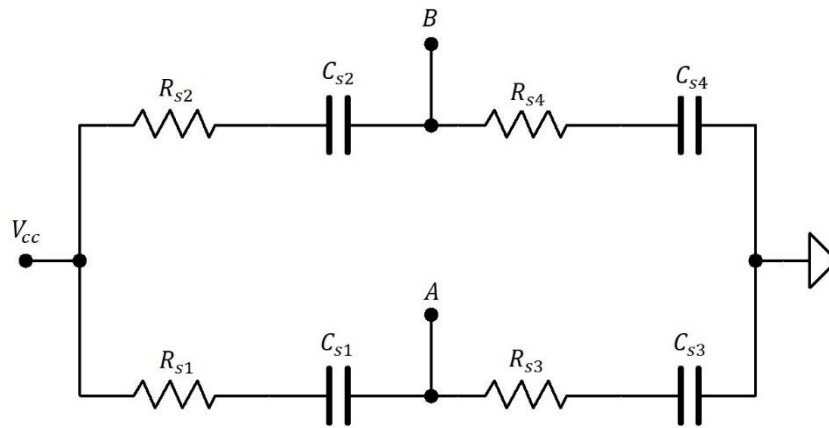


Figura 3.19 Red SNUBBER implementada.

Tabla 3.13 Componentes utilizados.

Componente		Valor
C_{s1-4}	Capacitor snubber 1-4	0.1 μ F
R_{s1-4}	Resistencia snubber 1-4	120 Ω

3.6 ELABORACIÓN DE CIRCUITOS IMPRESOS.

En la figura 3.20 se presenta el esquema de conexión de todas las etapas requeridas en este trabajo de investigación.

Las etapas elaboradas en este capítulo se realizaron en placas de circuitos impresos, esto para poder llevar a cabo las pruebas necesarias para corroborar el funcionamiento del sistema propuesto.

El proceso comenzó con la elaboración de los circuitos electrónicos en el software NI MULTISIM 14.0 desarrollado por NATIONAL INSTRUMENTS, después el archivo elaborado se transfirió al software NI ULTIBOARD 14.0 del mismo desarrollador, en este último se realiza la distribución de los diversos componentes y la unión de las respectivas huellas. Para este trabajo se utilizó la transferencia por calor de los circuitos a la tablilla fenólica para continuar con el proceso.

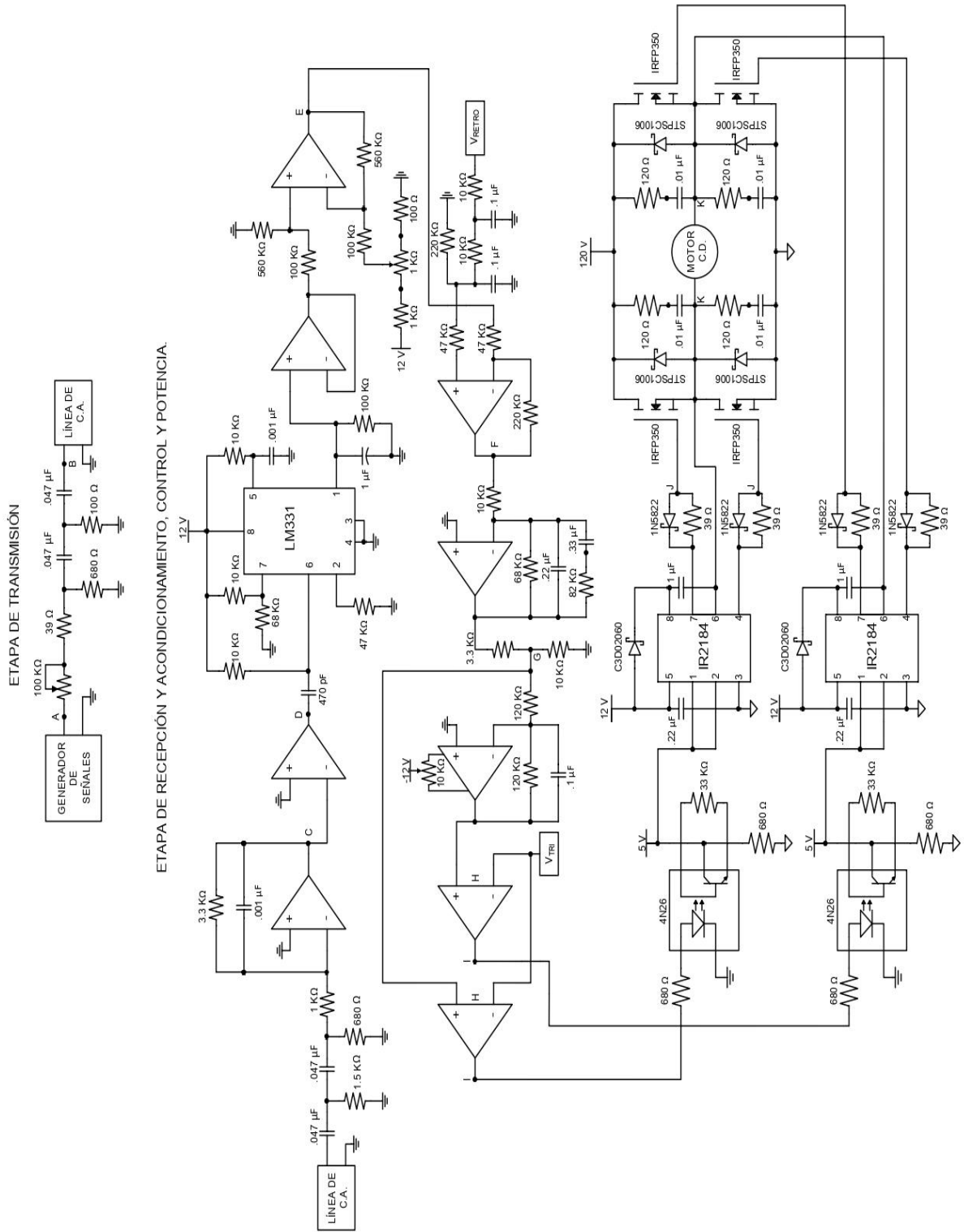


Figura 3.20 Diagrama completo del sistema propuesto.

3.6.1 Etapa de transmisión.

A continuación, se muestra en la figura 3.21 el diagrama de la etapa de transmisión elaborado en MULTISIM al cual se le agregaron clemas para poder realizar la conexión con el generador de señales y a la vez para facilitar la conexión a la línea de C.A., las huellas generadas en ULTIBOARD se muestran en la figura 3.22 y por último en la figura 3.23 el circuito implementado.

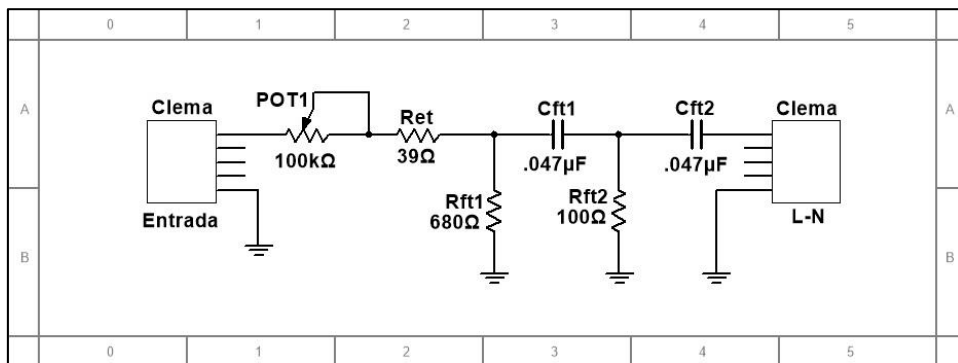


Figura 3.21 Diagrama de la etapa de transmisión.

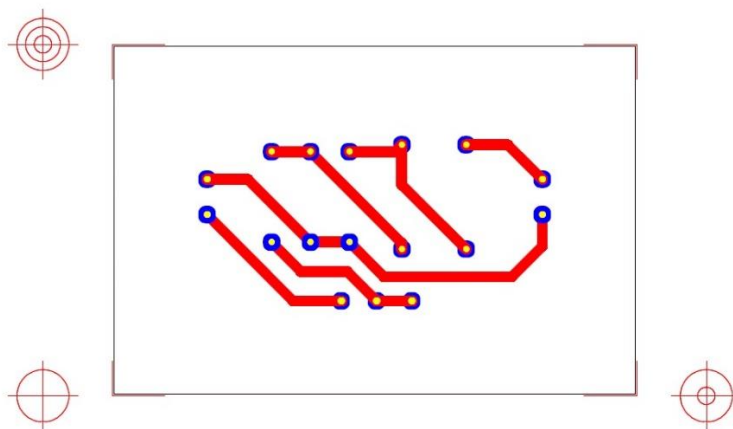


Figura 3.22 Huellas para circuito impreso etapa de transmisión.

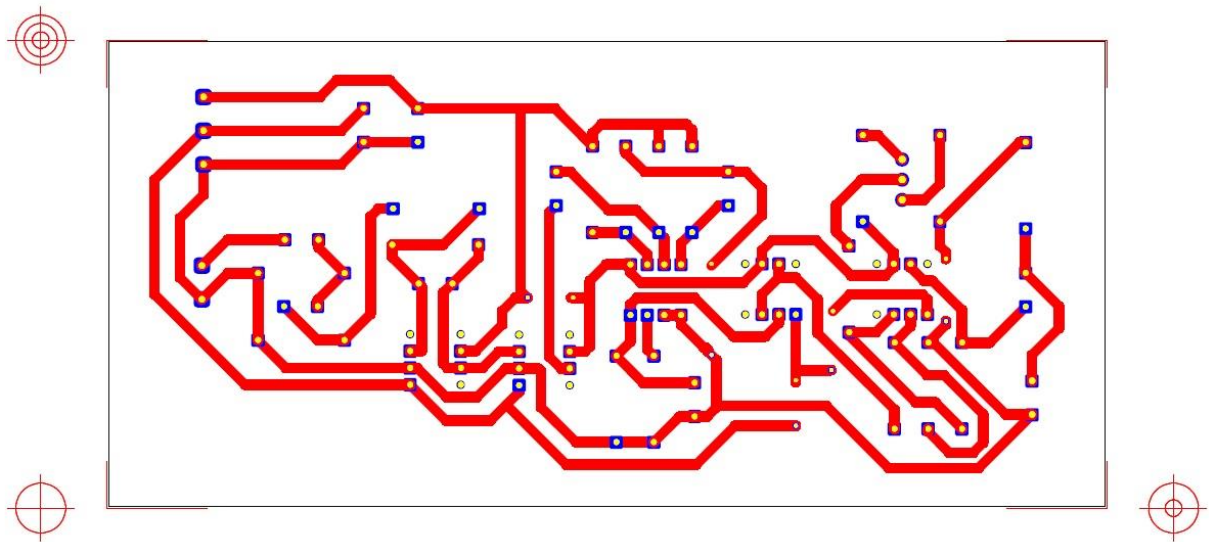


Figura 3.25 Huellas para circuito impreso de la etapa de recepción y acondicionamiento.

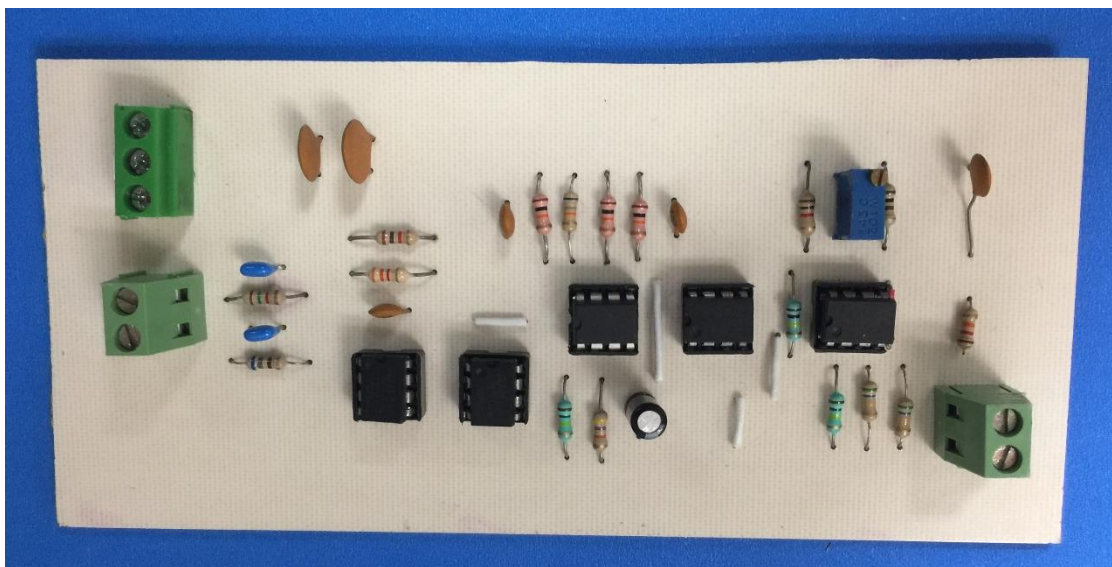


Figura 3.26 Etapa de recepción y acondicionamiento implementada.

3.6.3 Etapa de control.

A continuación, se muestra en la figura 3.27 el diagrama de la etapa de recepción y acondicionamiento elaborado en MULTISIM, las huellas generadas en ULTIBOARD se muestran en la figura 3.28 y por último en la figura 3.29 el circuito implementado. Se requirieron clemas para la conexión de fuentes de alimentación, la señal triangular y señales PWM de salida.

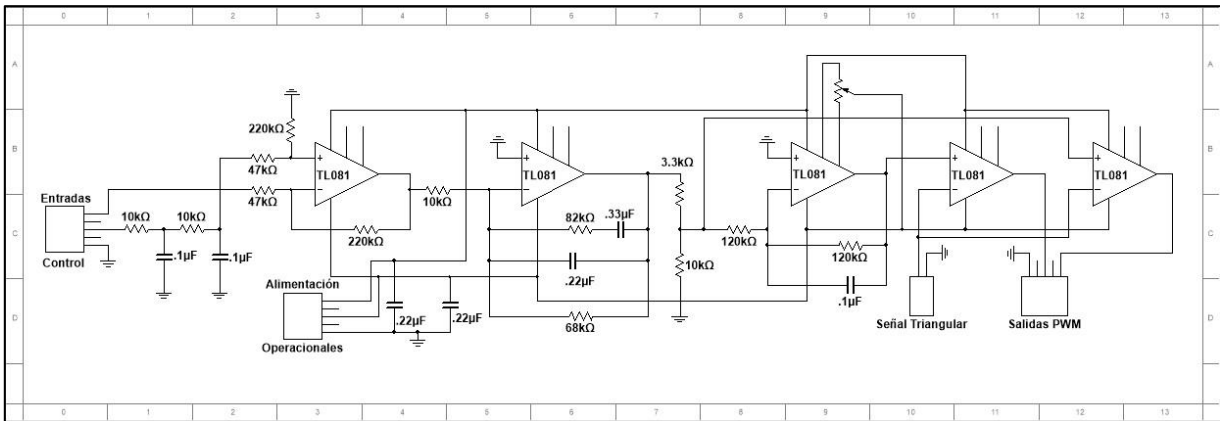


Figura 3.27 Diagrama de la etapa de control.

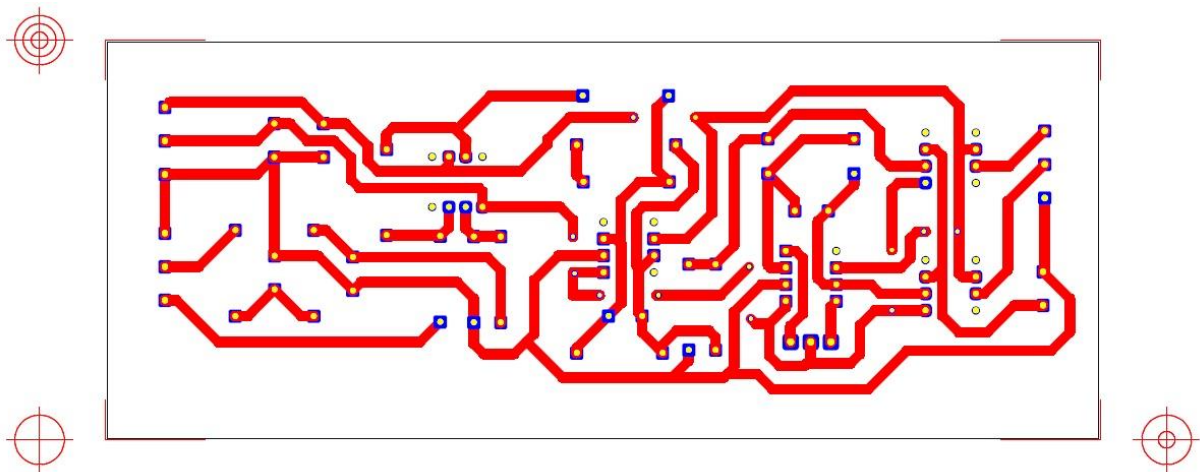


Figura 3.28 Huellas para circuito impreso de la etapa de control.

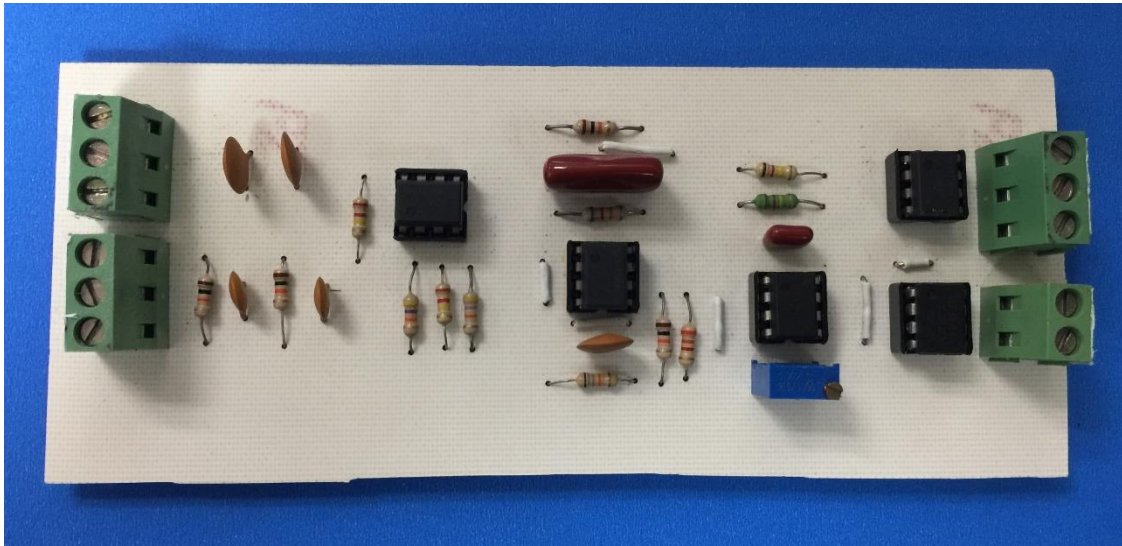


Figura 3.29 Etapa de control implementada.

3.6.4 Etapa de potencia.

A continuación, se muestra en la figura 3.30 el diagrama de la etapa de potencia elaborado en MULTISIM, las huellas generadas en ULTIBOARD se muestran en la figura 3.31 y por último en la figura 3.32 el circuito implementado. Se requirieron clemas para la conexión de fuentes de alimentación y para la interconexión con la etapa de control, a su vez se optó por colocar bornes como medio de conexión a la fuente de alimentación de 120 V y al motor de C.D.

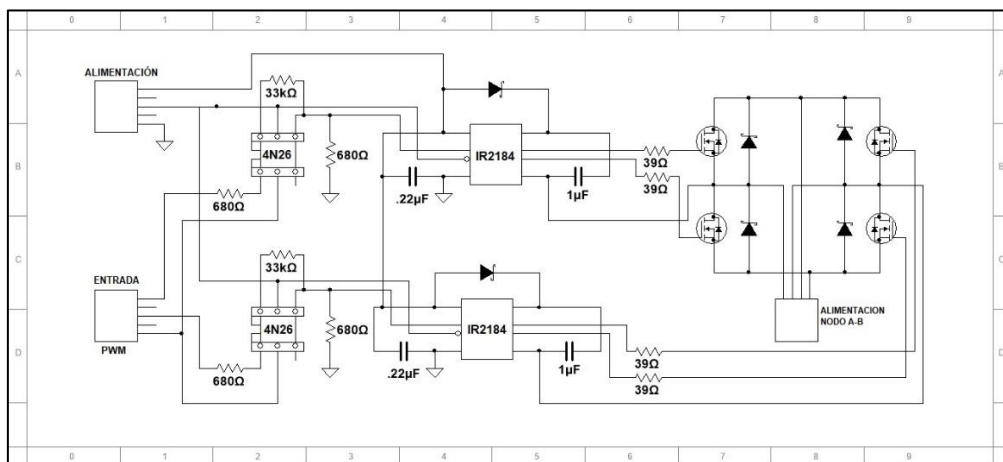


Figura 3.30 Diagrama de la etapa de potencia.

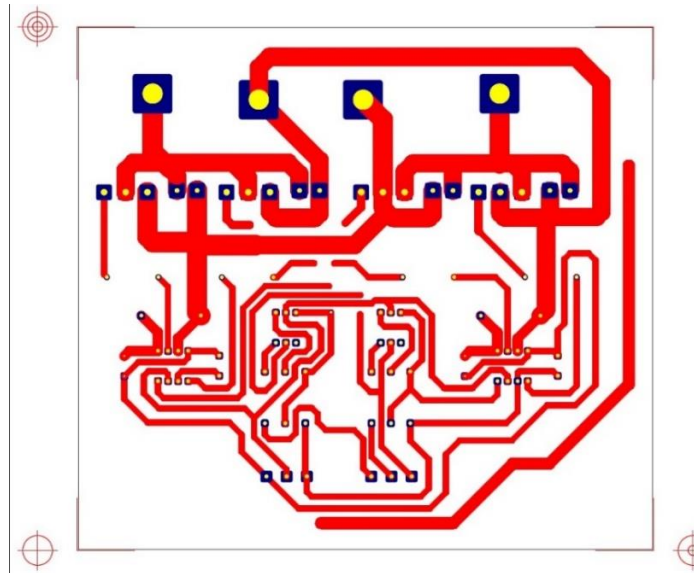


Figura 3.31 Huellas de la etapa de potencia.

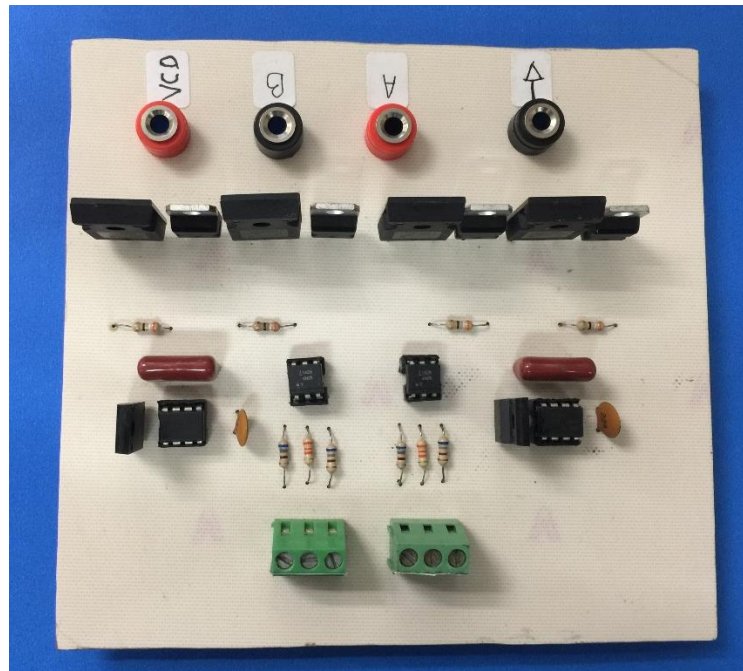


Figura 3.32 Etapa de potencia implementada.

3.6.5 Red SNUBBER.

A continuación, se muestra en la figura 3.33 el diagrama de la red SNUBBER elaborado en MULTISIM, las huellas generadas en ULTIBOARD se muestran en la figura 3.34 y por último en la figura 3.35 el circuito implementado. Se utilizaron bornes para realizar la conexión con la etapa de potencia.

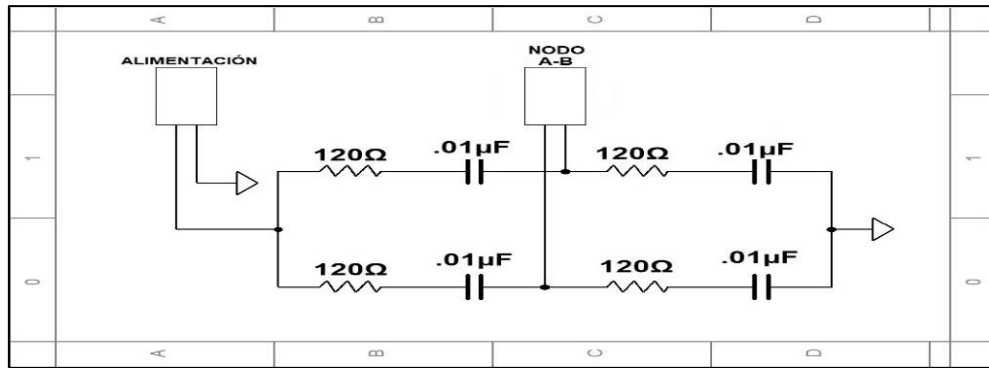


Figura 3.33 Diagrama red SNUBBER.

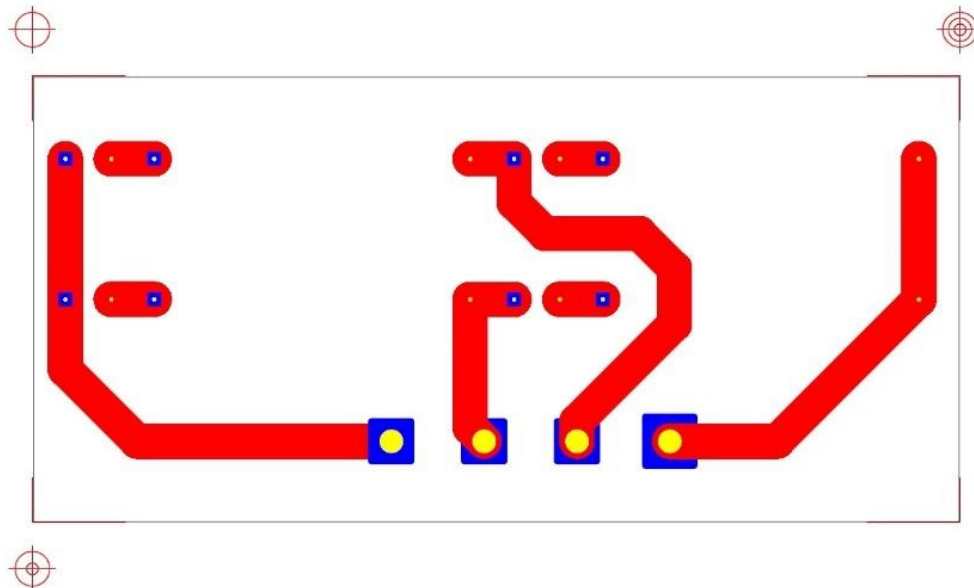


Figura 3.34 Huellas red SNUBBER.

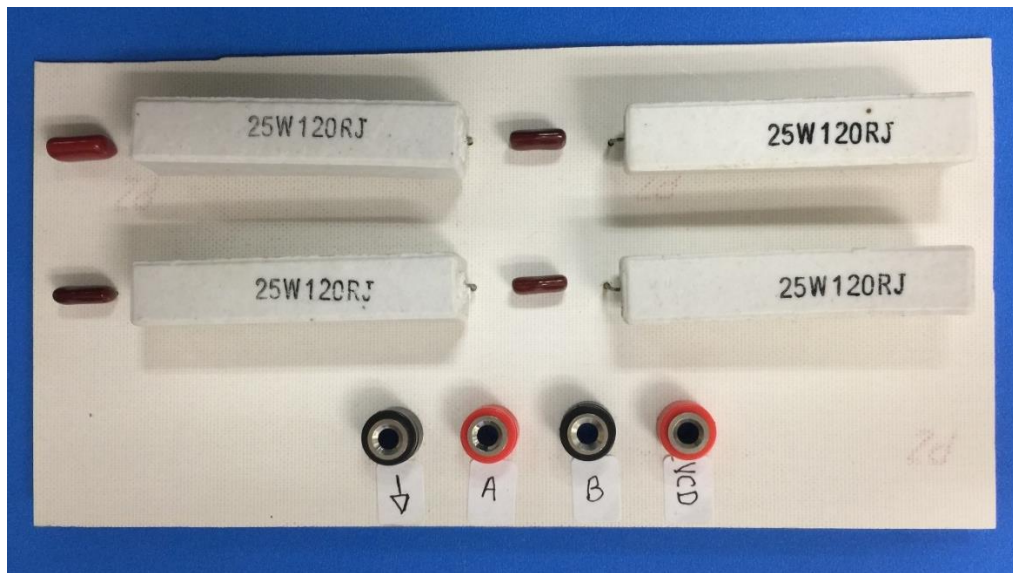


Figura 3.35 Red SNUBBER implementada.

Capítulo

4

Resultados experimentales

En este capítulo se presenta el equipo y las conexiones requeridas para la implementación del sistema de control propuesto en este trabajo, así como las señales generadas durante la operación del mismo. Se muestran las velocidades obtenidas en diversas pruebas en las cuales se varió la carga desde 0 Nm hasta 1 Nm.

4.1 FUENTES DE ALIMENTACIÓN Y EQUIPO REQUERIDO.

En el transmisor se utilizó un generador de señales HP modelo 33120A como el mostrado en la figura 4.1 con el cual se inyectó una señal senoidal en un rango de frecuencias de 26 kHz hasta 49.9 kHz.

En las etapas de recepción y control se utilizó una fuente de alimentación MATRIX MPS-3005L-3 la cual proporcionó los voltajes +Vcc y -Vcc. En la etapa de control se aplicó una señal triangular (V_{tri}) con una frecuencia de 5 kHz obtenida de un dispositivo generador de señales INSTEK GF-8015G

La etapa de potencia utilizó dos fuentes de alimentación, la primera es una fuente BK PRECISION 1761, esta suministró los voltajes +Vcc2 y +Vcc3, la segunda es el módulo de Lab-volt 8821-20 mostrado en la figura 4.2, este último alimenta al convertidor de C.D. - C.D.

Tabla 4.1 Fuentes de alimentación utilizadas.

Subsistema	Fuente	Valor
Transmisor	Vtrans	20 Vpp
Control	+Vcc	12 V
	-Vcc	-12 V
	V_{tri}	20 Vpp
Potencia	+Vcc2	12 V
	+Vcc3	5 V
	VCD	120 V

4.2 CONEXIÓN DE EQUIPO Y LAS ETAPAS ELABORADAS.

Se procedió a realizar la conexión del generador de señales al transmisor, este último se conectó a la línea de C.A. mediante un interruptor como se muestra en la figura 4.1.

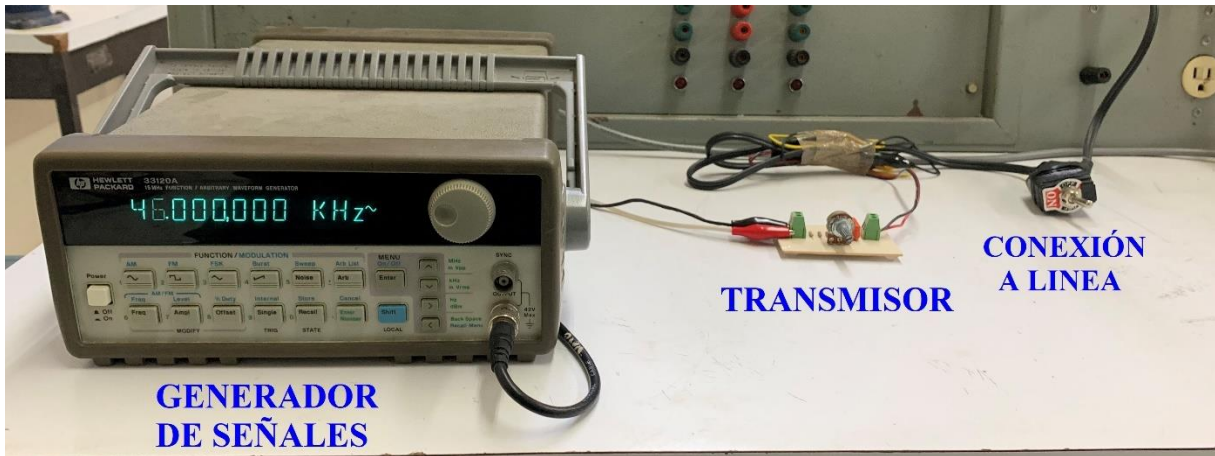


Figura 4.1 Transmisor implementado.

En la figura 4.2 se presentan las fuentes de alimentación utilizadas, así como el módulo Lab-Volt 8211-00 el cual es el motor de C.D. y el módulo Lab-Volt 8960-11 que es un motor de impulsión/ dinamómetro, estos últimos se acoplan mediante una banda colocada en sus rotores.



Figura 4.2 Equipo utilizado.

En la figura 4.3 se muestra la conexión entre las etapas elaboradas, también la conexión de la señal de retroalimentación proveniente del dinamómetro, así como la conexión de los nodos A y B de la etapa de potencia al motor de C.D.

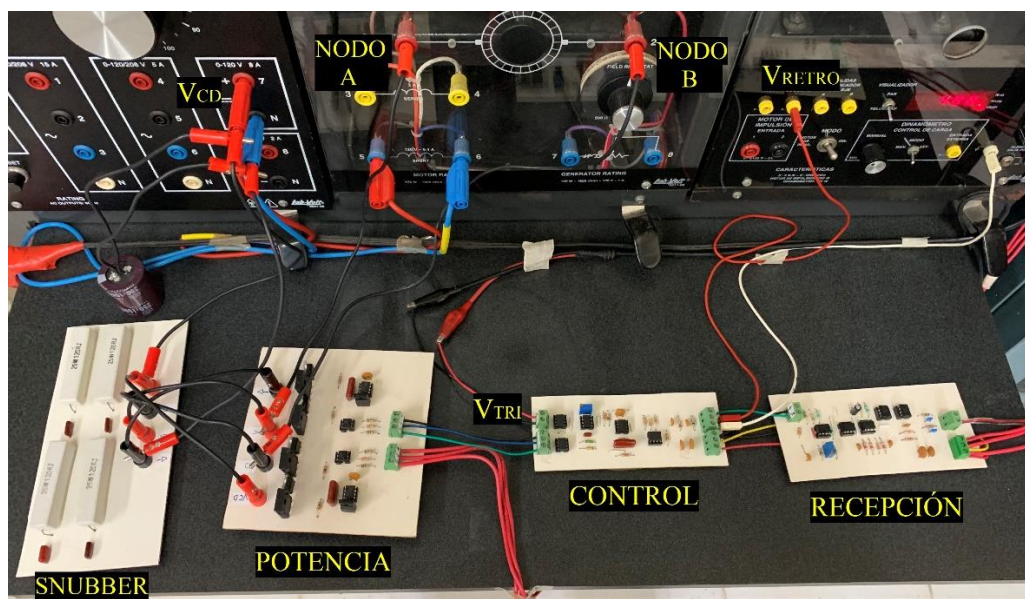


Figura 4.3 Conexión de las etapas elaborada.

4.3 VELOCIDADES EXPERIMENTALES.

En la tabla 4.2 se presentan las velocidades obtenidas mediante la implementación del sistema propuesto, estos datos fueron obtenidos cuando al motor se le aplicó una carga de 0 Nm, cabe hacer mención que las velocidades registradas con signo negativo (-) indican que el motor está operando en sentido antihorario, las velocidades que no presenten este signo indica que el motor se encuentra operando en sentido horario.

Tabla 4.2 Velocidades obtenidas para una carga de 0 Nm.

Frecuencia (KHz)	Velocidad (rpm)	Corriente (A)
55	1586	0.70
54	1476	0.70
53	1365	0.65
52	1251	0.65
51	1140	0.65
50	1025	0.60
49	912	0.60
48	800	0.60
47	690	0.60
46	580	0.55
45	472	0.55
44	368	0.55
43	264	0.50
42	166	0.50
41	70	0.45
40.2	≈0	0.01
40	10	0.35
39	100	0.50
38	188	0.55
37	275	0.60
36	363	0.65
35	455	0.65
34	547	0.70
33	640	0.70
32	736	0.75
31	830	0.80
30	935	0.80
29	1040	0.80
28	1152	0.80
27	1260	0.85
26	1370	0.85
25	1483	0.90
24	1590	0.90
23	1693	0.90
22	1788	0.97

En la tabla 4.3 se presenta una comparación de velocidades obtenidas con un sistema de lazo abierto contra las obtenidas con el sistema de lazo cerrado elaborado en este trabajo de investigación.

Tabla 4.3 Comparación lazo abierto contra lazo cerrado.

		CARGA (N. m)			
		0		0.2	
		L. A.	L. C.	L. A.	L. C.
VELOCIDAD		1251		1125	1242
		1025		864	1018
		800		607	791
		-935		-865	-928
		-1152		-1082	-1145
		-1370		-1300	-1360

En la tabla 4.4 se muestra el porcentaje de error en lazo abierto y en lazo cerrado de los datos obtenidos en la tabla 4.3.

Tabla 4.4 Error lazo abierto contra lazo cerrado.

Error L.A.	Error L.C.
10%	0.7%
15%	0.68%
24%	1.25%
7%	0.74%
6%	0.60%
5%	0.72%

La tabla 4.4 muestra la velocidad obtenida con 0 N.m, así como pruebas realizadas con cargas de 0.2 Nm, 0.4 Nm y 1 Nm.

Tabla 4.5 Pruebas realizadas con diversas cargas.

	CARGA (N.m)					
	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
V	1140	1135	1131	1125	1121	1114
E	912	910	905	897	894	889
L	690	687	683	679	673	668
O	472	469	464	462	460	457
C	-547	-540	-537	-532	-530	-528
I	-830	-827	-825	-823	-818	-816
D	-1040	-1034	-1028	-1023	-1021	-1017
A						
D						

4.4 SEÑALES PRESENTES EN EL SISTEMA.

A continuación, se muestran las imágenes correspondientes a las señales involucradas en la operación del sistema elaborado, estas mismas se obtuvieron de la prueba en la cual se transmitió una señal a una frecuencia de 50 kHz con la cual el motor opera con un giro en sentido horario.

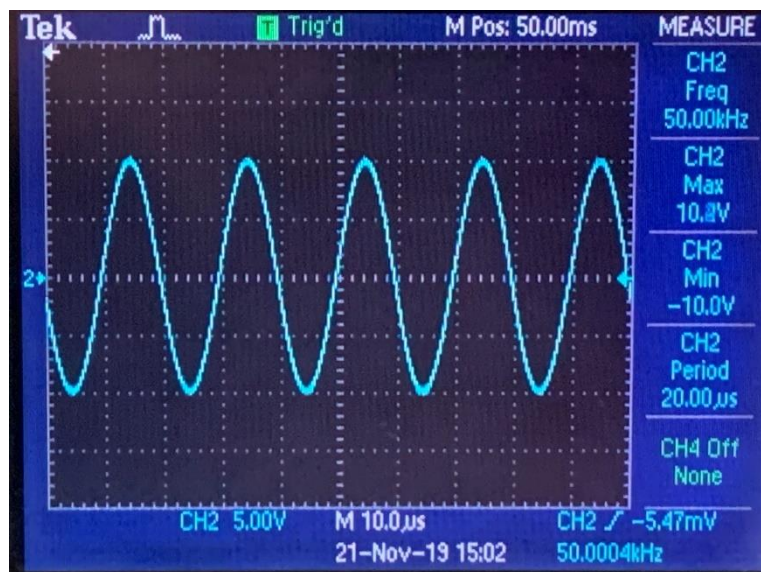


Figura 4.4 Señal obtenida por el generador de señales a 50 kHz en la etapa de transmisión medida en el punto A del diagrama completo.

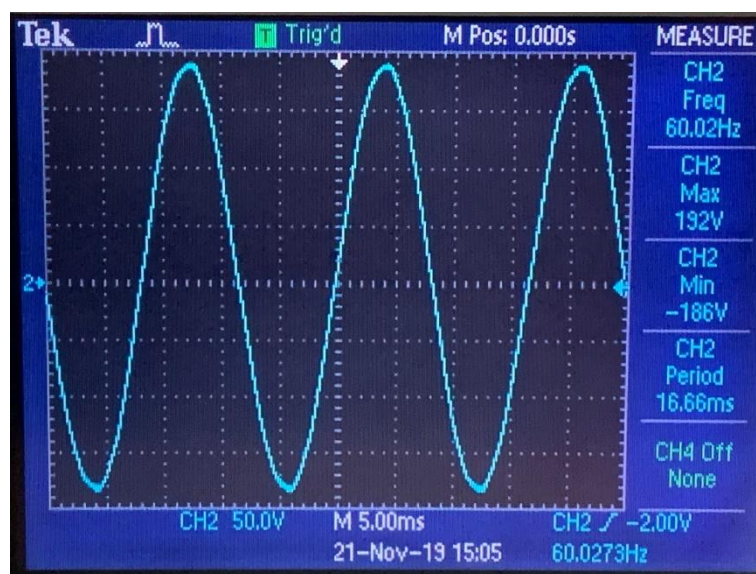


Figura 4.5 Señal de C.A. con la presencia de la señal de alta frecuencia medida en el punto B del diagrama completo.

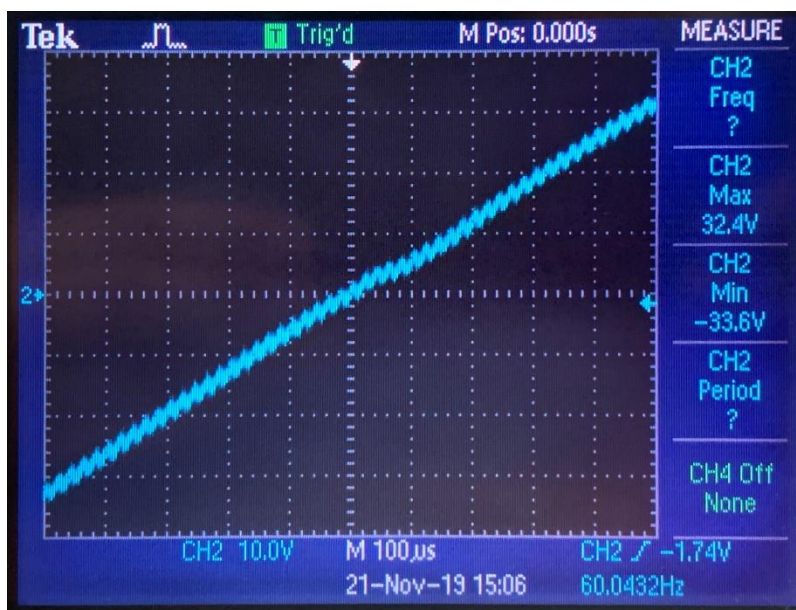


Figura 4.6 Señal de C.A. con zoom donde se aprecia la señal de alta frecuencia montada medida en el punto B del diagrama completo.

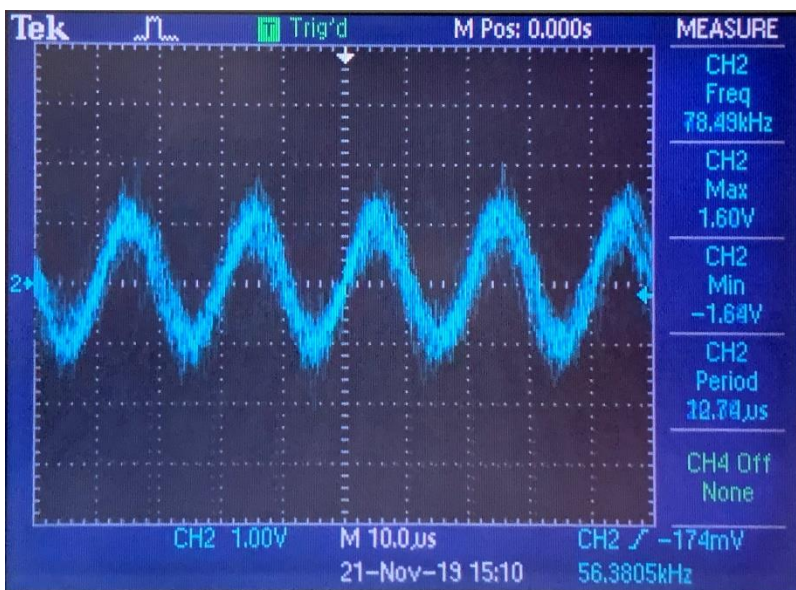


Figura 4.7 Amplificación y filtrado de la señal en la etapa de recepción medida en el punto C del diagrama completo.

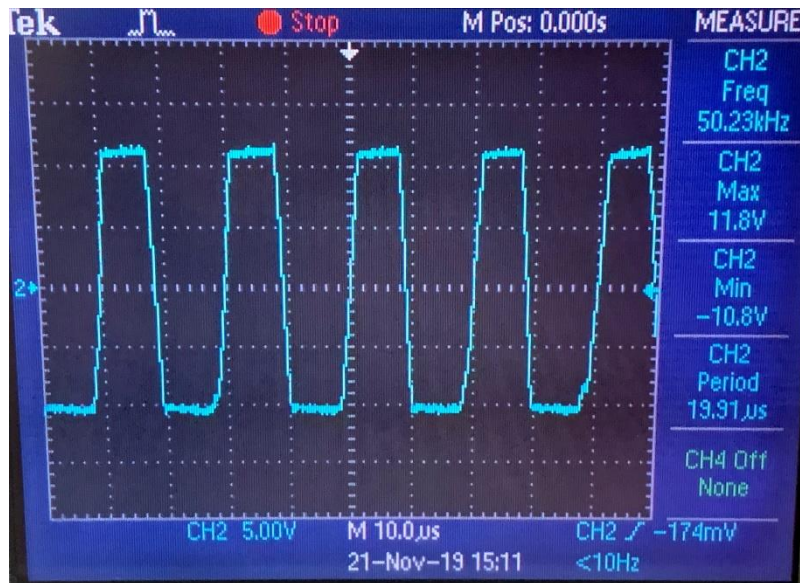


Figura 4.8 Señal senoidal convertida a señal cuadrada para ser aplicada a la entrada del LM331 medida en el punto D del diagrama completo.

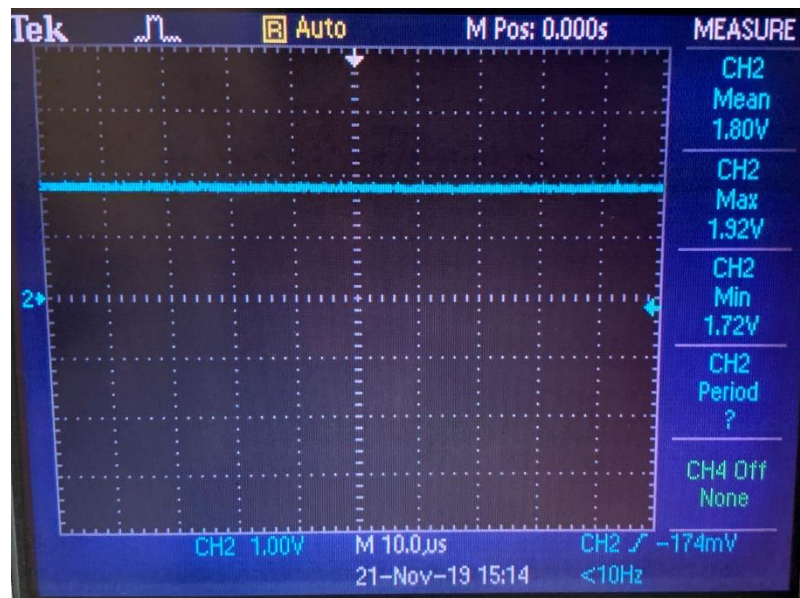


Figura 4.9 Señal de salida del circuito convertidor F/V medida en el punto E del diagrama completo.

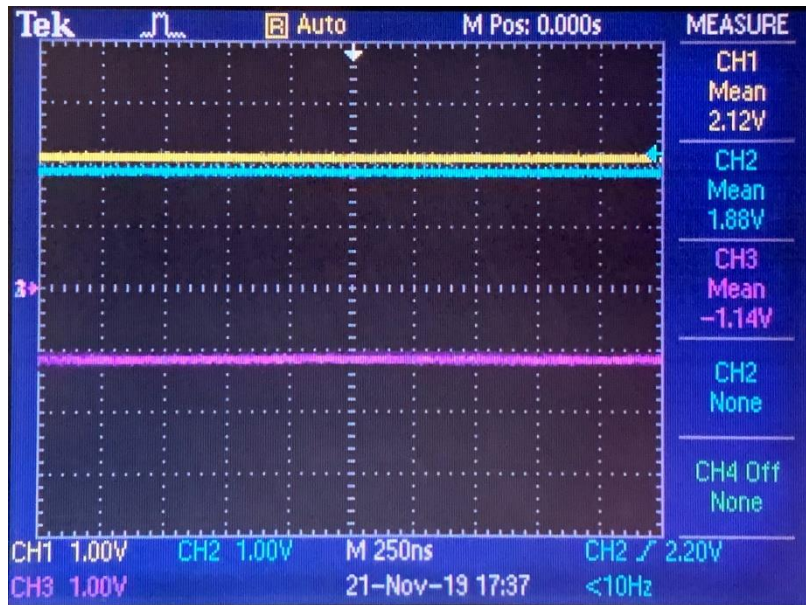


Figura 4.10 Generación de señal de error obtenida de la diferencia de la señal V_{out} (amarillo), y V_{retro} (azul) y se obtiene la salida V_{error} (morado) en la etapa de control medida en el punto F del diagrama completo.

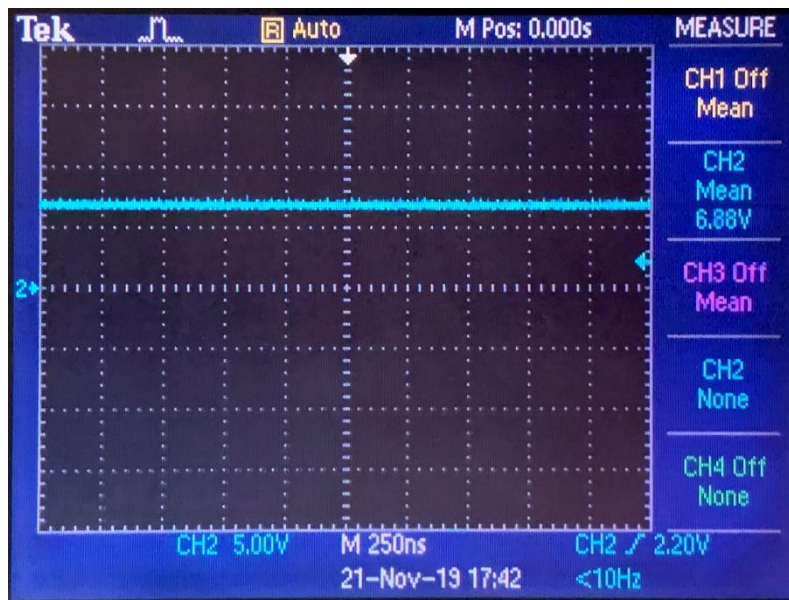


Figura 4.11 Señal de control medida en el punto G del diagrama completo.

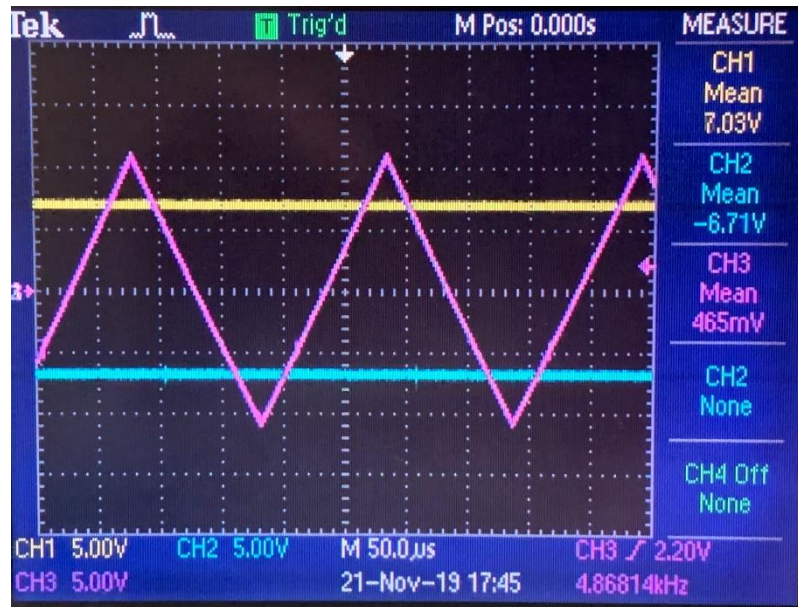


Figura 4.12 Generación de señal PWM unipolar, comparando las señales $V_{control}$ (amarillo) y $-V_{control}$ (azul) con V_{tri} (morado) medida en el punto H del diagrama completo.

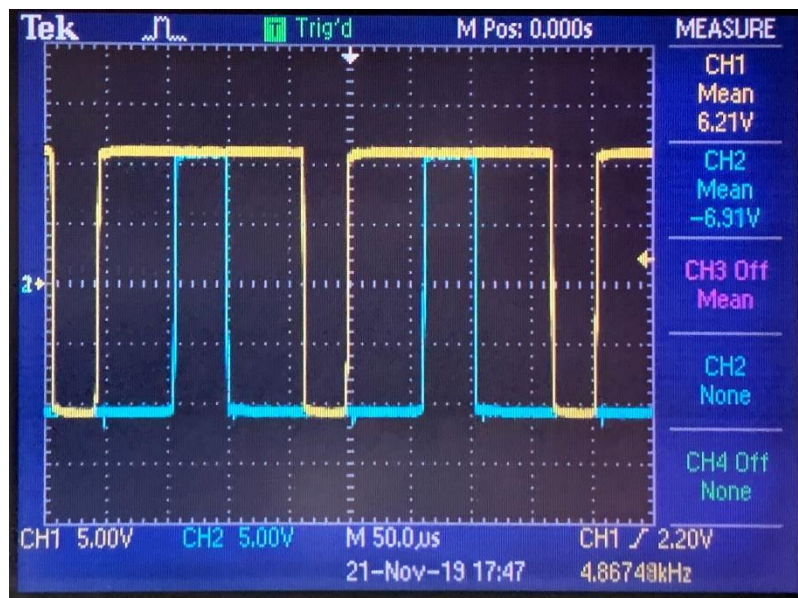


Figura 4.13 Señal +PWM (amarillo) y -PWM (azul) medida en el punto I del diagrama completo.

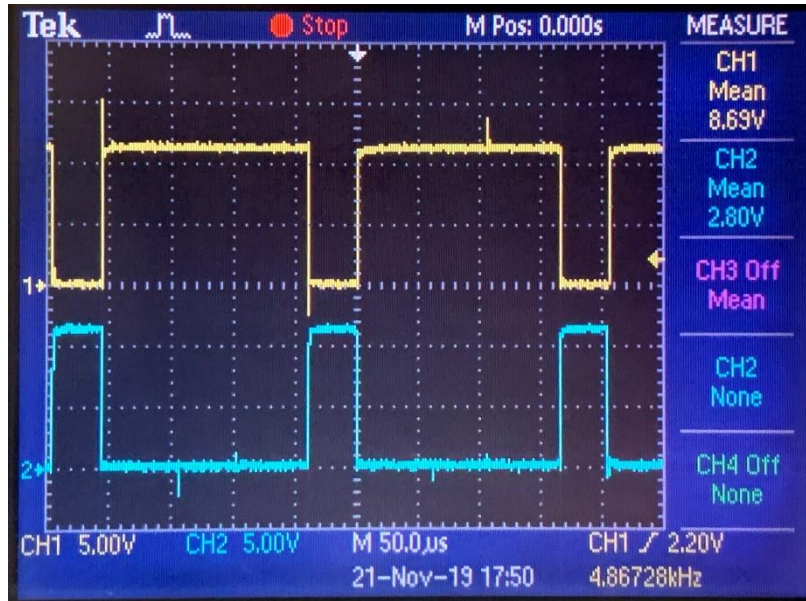


Figura 4.14 Salidas del driver de MOSFET, Ho (amarillo) y Lo (azul) para una pierna de la etapa de potencia medida en el punto J del diagrama completo.



Figura 4.15 Señal de conmutación en motor de C.D implementando la red SNUBBER medida en el punto K del diagrama completo.

A continuación, se presentan las imágenes correspondientes a las señales involucradas en la operación del sistema a una frecuencia de 30 kHz con la cual el motor opera con un giro en sentido antihorario.

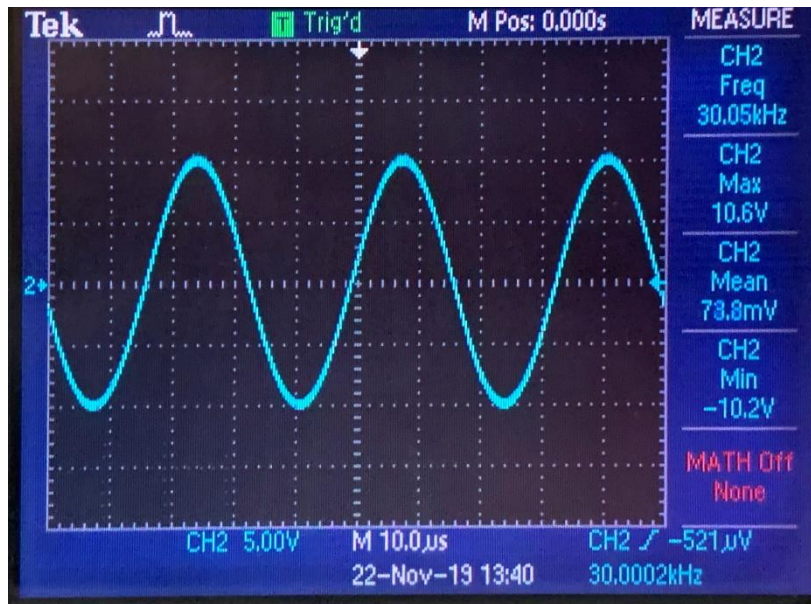


Figura 4.16 Señal obtenida por el generador de señales a 30 kHz en la etapa de transmisión medida en el punto A del diagrama completo.



Figura 4.17 Señal senoidal convertida a señal cuadrada para ser aplicada a la entrada del LM331 medida en el punto D del diagrama completo.

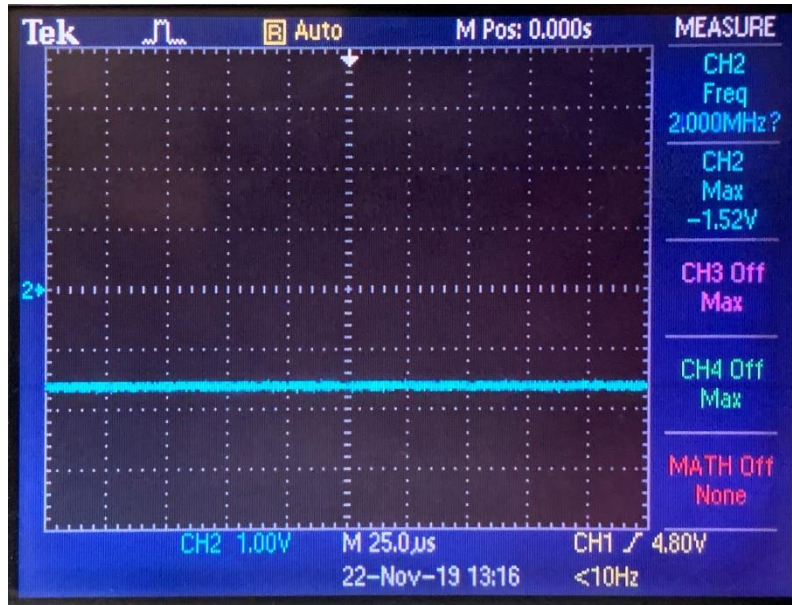


Figura 4.18 Señal de salida del circuito convertidor F/V medida en el punto E del diagrama completo.

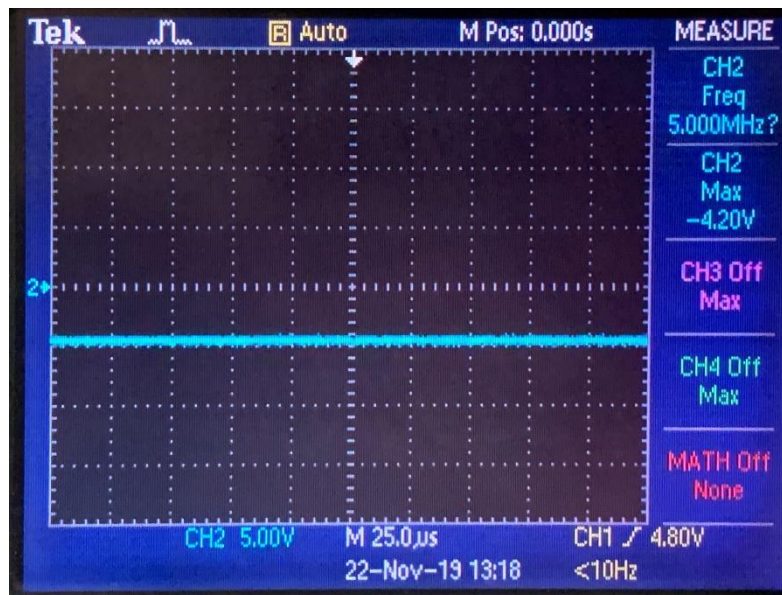


Figura 4.19 Señal de control medida en el punto G del diagrama completo.



Figura 4.20 Señal +PWM (amarillo) y -PWM (azul) medida en el punto I del diagrama completo.

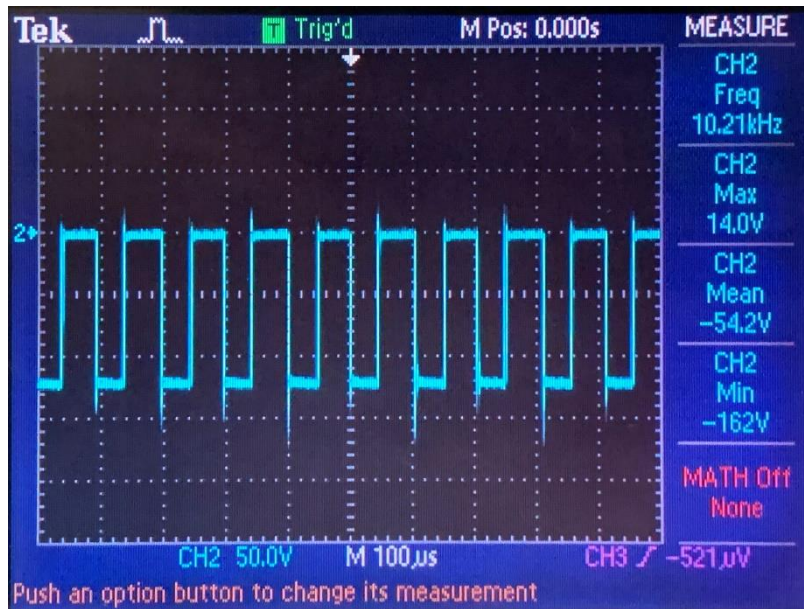


Figura 4.21 Señal de conmutación en motor de C.D implementando la red SNUBBER medida en el punto K del diagrama completo.

Capítulo

5

Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros

En este capítulo se exponen las conclusiones obtenidas del desarrollo del trabajo de investigación realizado, así como recomendaciones para trabajos futuros.

5.1 CONCLUSIONES.

En este trabajo de investigación se logró desarrollar e implementar un sistema de control de lazo cerrado, dicho sistema se utilizó para controlar la velocidad de un motor de C.D. y el sentido del giro del mismo de manera remota usando como medio de comunicación una línea de C.A. A través de ésta, se transmite una señal senoidal modulada en frecuencia, lo cual resultó más confiable que, por ejemplo, la empleada en un proyecto anterior que transmitía una onda rectangular modulada en ancho de pulso, pues era susceptible a señales de ruido presentes en la línea de C.A.

Durante la experimentación del prototipo propuesto se encontraron ciertas diferencias en la velocidad del motor ante el mismo voltaje aplicado cuando gira en un sentido a cuando gira en el otro; se llegó a la conclusión de que estas provienen de la posición de las escobillas y del reóstato de excitación del motor. Esto se observó probando el motor sin el prototipo, energizándolo con una fuente de C.D. fija de manera que girara en sentido horario, ajustando las escobillas y el reóstato de excitación, pero al momento de modificar la conexión para invertir el sentido del giro se observó que con los ajustes establecidos anteriormente el motor presentaba un comportamiento distinto y se tuvo que ajustar nuevamente, sin embargo se modificaba su comportamiento en sentido horario, por lo tanto se optó por ajustar el motor en sentido horario y no modificarlo al invertir el giro, debido a que este trabajo se basa en un control a distancia y no es viable tener que manipular el motor cada vez que se requiera la inversión del giro.

Se logró variar la velocidad del motor de C.D. desde 1586 rpm en sentido horario con una frecuencia transmitida de 55 kHz. También se logró accionarlo en sentido antihorario, alcanzando las 1788 rpm a una frecuencia de 22 kHz.

Se realizaron pruebas de inversión del sentido de giro del motor mientras este se encontraba activo las cuales mostraron buenos resultados, el giro se invirtió de manera segura realizando un cruce por 0 rpm correspondiente a 40.2 kHz aproximadamente. A su vez se controló satisfactoriamente la velocidad del motor bajo distintas cargas aplicadas, teniendo una

diminuta variación de revoluciones por minuto a comparación de lo que se podría presentar en un sistema de control de lazo abierto.

5.2 RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

- Desarrollar etapas de generación de señales senoidal y triangular para reducir la cantidad de equipos requeridos para la implementación de este sistema.
- Desarrollar un controlador digital
- Implementar un método de filtrado de la señal proveniente del dinamómetro Lab-Volt para así tener un control más preciso.
- Experimentar con diversos convertidores de frecuencia a voltaje.
- Realizar un modelo matemático para el desarrollo de la etapa de control.

5.3 PUBLICACIONES REALIZADAS.

- G. Velasco- Pérez, A. González- Rodríguez, P. M. García-Vite, **I. Sánchez-Gámez** y S. Mercado-Hernández, “Transmisión de señal de control PWM sobre la línea de C.A.”, Transversalidad Científica y Tecnológica, 2018.
- **I. Sánchez-Gámez**, A. González- Rodríguez, P. M. García-Vite, G. Velasco- Pérez, “Control de velocidad de un motor de corriente directa a través de la línea de corriente alterna.”, Transversalidad Científica y Tecnológica, 2019.

Apéndice

A

Transmisión de señal de control PWM sobre la línea de C.A.

TRANSMISIÓN DE SEÑAL DE CONTROL PWM SOBRE LÍNEA DE C.A.

Gerardo Velasco Pérez, Aarón González Rodríguez, Pedro M. García Vite, Iván Sánchez Gámez y Saúl A. Mercado Hernández.

Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, Av. 1o. de Mayo esq. Sor Juana Inés de la Cruz s/n, Col. Los Mangos, Ciudad Madero, Tamaulipas, México.

gerardo.velasco@iest.edu.mx, aaronglzrod@yahoo.com.mx, pedro.vite@itcm.edu.mx, lvansanchez.gamez@gmail.com, saul_mercado103@hotmail.com

RESUMEN

Una señal modulada por ancho de pulso con frecuencias en el rango de los kHz puede ser transmitida y recibida a través de líneas de corriente alterna de bajo voltaje, estableciendo así un sistema de comunicación unidireccional. La señal es propagada en la línea sufriendo modificaciones y posteriormente es reconstruida en un punto diferente de la misma línea. El sistema involucra osciladores de onda cuadrada, amplificadores operacionales, filtros pasa altas y supresores de picos de voltajes. La comunicación puede establecerse de manera fidedigna con un alcance de al menos 10 m mientras no existan nodos entre el circuito transmisor y receptor.

Palabras clave: comunicación sobre líneas eléctricas, amplificador de alta velocidad de subida, filtro pasa altas, modulación por ancho de pulso.

ABSTRACT

A pulse width modulated signal at frequencies of the kHz range can be transmitted and received through low voltage alternating current power lines, establishing a unidirectional communication system. The signal is spread on the line undergoing modifications, and then it is reconstructed in a different point along the same line. The system involves square wave oscillators, operational amplifiers, high pass filters and voltage surge suppressors. The communication can be established reliably within at least 10 m while there aren't any nodes between the transmitter and the receiver circuit.

Keywords: power line communication, high slew rate amplifier, high-pass filter, pulse width modulation.

1. INTRODUCCIÓN

La modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés (pulse width modulation) es una técnica utilizada para controlar circuitos analógicos a partir de salidas digitales y es empleada en una amplia gama de aplicaciones, extendiéndose desde instrumentación y

comunicaciones hasta control y conversión de potencia [1].

Por otra parte, existe un creciente interés en utilizar las líneas eléctricas con propósitos de comunicación, debido a la extensa disponibilidad de infraestructura eléctrica, de esta manera, teóricamente el despliegue de costos está confinado a conectar módems a la existente red

eléctrica [2]. El alcance de comunicación establecido estará determinado por el tamaño de la red eléctrica empleada, pudiendo ser ésta la red eléctrica nacional, de una ciudad, de un complejo industrial, de una residencia, etcétera.

En atención a lo expuesto y tomando en cuenta las características de la tensión nominal presente en las redes eléctricas residenciales es posible y conveniente transmitir señales PWM sobre líneas de corriente alterna (C.A.) mediante circuitos electrónicos y filtros pasa altas frecuencias.

1.1 Líneas de corriente alterna como canal de comunicación.

La comunicación sobre líneas de potencia es una realidad que data del siglo pasado [3]. La principal ventaja que ofrece es el doble propósito que se otorga a las líneas eléctricas, transmisión de energía y de información. Además, existe ya infraestructura instalada la cual puede ser utilizada adicionalmente para establecer nuevos sistemas de comunicación. El número de líneas eléctricas ya existentes con posibilidad de ser reutilizadas es tan grande como el alcance geográfico de las redes eléctricas que se encuentran presentes en casi todo lugar donde los hombres habitan [4].

Por otra parte, en los sistemas de comunicación el medio eléctrico por el que viajan las señales entre transmisor y receptor introduce una cantidad de pérdida de transmisión o atenuación, por lo que la potencia de la señal decrece progresivamente conforme la distancia aumenta [5]. Además, el ambiente de las líneas de potencia de bajo voltaje presenta algunos desafíos para la transmisión de información, en gran medida porque fueron

diseñadas para transmitir energía, no señales de información. Algunas de las desventajas de la comunicación sobre la red eléctrica son la presencia de fuentes de ruido, problemática en caso de circuito abierto, atenuación y distorsión de señal, seguridad de la información y falta de regulación oficial [6].

1.2 Filtro pasa altas.

Este tipo de filtro eléctrico atenúa señales de hasta una determinada frecuencia, para luego dejar pasar con la misma intensidad al resto de las frecuencias más altas. La forma más sencilla de un filtro pasa altas consta de un circuito RC como el que se muestra en la figura A1

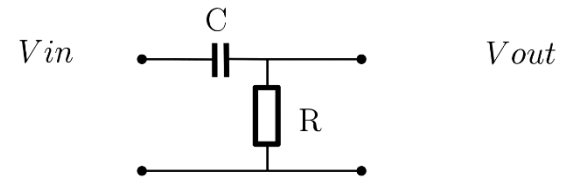


Figura A1 Filtro pasa altas RC.

A continuación, se presenta la ecuación que define la frecuencia de corte del filtro mencionado.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

Los parámetros de (1) se definen a continuación:

- f_c = Frecuencia de corte
- C = Capacitancia
- R = Resistencia

1.3 Señales PWM.

Las señales PWM son periódicas y pueden tener únicamente dos estados: alto y bajo. Representan información a partir de la relación del tiempo en alto con respecto al tiempo en bajo, conocida como ciclo de trabajo (D), y pueden ser generadas con facilidad a partir de electrónica analógica y/o digital [1].

2. MATERIAL Y MÉTODO

2.1 Principio de comunicación

La tensión nominal presente en las fases de las redes eléctricas en viviendas es sinusoidal de 120 V a una frecuencia de 60 Hz [7]. Esta última característica es aprovechada para lograr la comunicación sobre líneas de C.A. introduciendo una señal eléctrica de frecuencia superior en un punto de la línea y extrayéndola en un punto distinto discriminando bajas frecuencia hacia los dispositivos electrónicos involucrados en el sistema.

En la figura A2 se muestra un diagrama de bloques esquemático del sistema de comunicación construido.

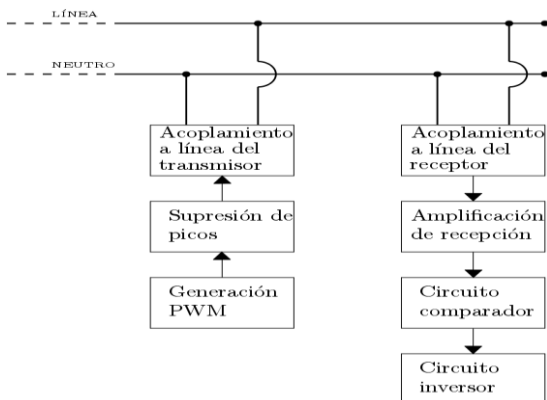


Figura A2 Diagrama a bloques esquemático del sistema de comunicación sobre línea de C.A.

Se considera circuito transmisor al conjunto de bloques “Generación PWM”, “Supresión de picos” y “Acoplamiento a línea del transmisor”. Por otra parte, se considera circuito receptor al conjunto de bloques “Acoplamiento a línea del receptor”, “Amplificación de recepción”, “Circuito comparador” y “Circuito inversor”.

2.2 Generación PWM

Se empleó un oscilador continuo de onda cuadrada y un oscilador impulsado de onda cuadrada con control de nivel de disparo para generar la señal PWM. Ambos fueron implementados con circuitos integrados LM555. En la figura A3 se muestra la conexión entre los dos osciladores para obtener la señal deseada.

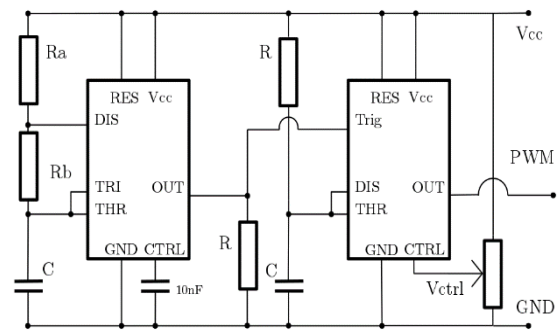


Figura A3 Circuito generador de señal PWM.

El oscilador continuo es encargado de disparar continuamente el oscilador impulsado y de esta manera define la frecuencia de la señal PWM mientras que el oscilador impulsado define el ancho de pulso de esta mediante el voltaje de control de disparo.

En [8] se muestran las ecuaciones que definen el comportamiento para los osciladores continuo e impulsado.

Se definieron los componentes de tal manera que el tiempo en bajo del oscilador continuo se mantuviese en $2.5 \mu\text{s}$, variando su frecuencia desde 1.5 kHz hasta 7 kHz, mientras que en el oscilador impulsado, mediante el control de nivel de disparo, la duración del ancho de pulso variaba entre el 10% y el 90% de la duración del periodo del oscilador continuo.

El ciclo de trabajo de la señal generada puede interpretarse como información de control para un sistema sobre el cual se desea gobernar su comportamiento.

2.3 Supresión de picos

Debido de la presencia de picos de voltaje repentinos en la línea de C.A. originados por la conexión y desconexión a la línea, y a que por sus características podrían filtrarse hacia la generación de la señal, se implementó un arreglo de diodos de alta velocidad como se observan en la figura A4 que protege los dispositivos electrónicos.

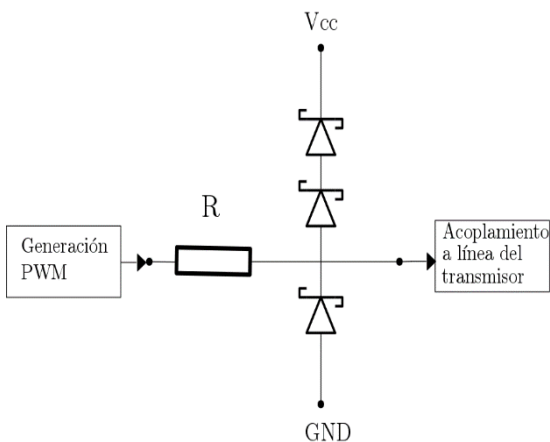
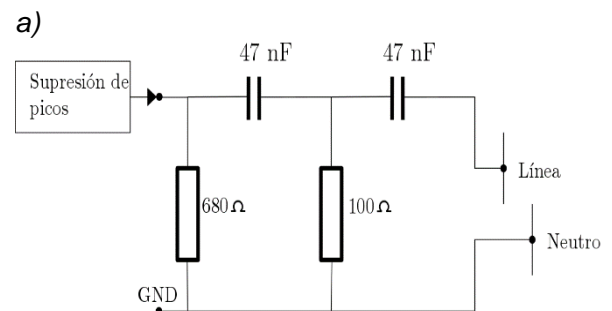


Figura A4 Circuito de supresión de picos de voltaje.

2.4 Acoplamiento a línea del transmisor y acoplamiento de línea del receptor.

Es posible propagar y coleccionar una señal de voltaje a través de las líneas de C.A. a través de circuitos de acoplamiento de modo diferencial capacitivo [4]. El cable de línea es usado como una terminal y el cable neutro es usado como segunda terminal. De igual manera, los circuitos de acoplamiento impiden que la tensión nominal presente en la línea dañe al resto de los circuitos. El uso del acoplamiento capacitivo es conveniente cuando los conductores activos de las líneas de potencia son de fácil acceso, como es el caso en la presente investigación [9].

Los circuitos de acoplamiento implementados del transmisor y receptor se muestran en la figura A5. Estos involucran un filtro pasa altas cuyos valores de componentes fueron calculados mediante (1) y se comprobó experimentalmente su desempeño, asegurando la seguridad de los circuitos electrónicos. Hay que hacer notar que el circuito de acoplamiento a línea del transmisor modifica la forma de onda PWM que cruza el circuito debido a la impedancia de la línea.



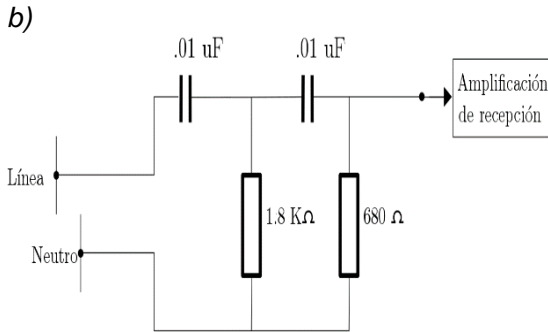


Figura A5 Acoplamiento a línea. a) Acoplamiento a línea del transmisor. b) Acoplamiento a línea del receptor.

2.5 Amplificación de recepción.

Se usó un circuito integrado TL081 como amplificador no inversor para altas frecuencias para compensar la caída de tensión debida a la longitud de la línea. Su configuración, así como las ecuaciones que describen su comportamiento son expuestas en [10].

2.6 Circuito comparador y circuito inversor.

Debido a la forma de onda obtenida en etapas anteriores dentro del circuito receptor, fue necesario realizar un comparador de voltaje capaz de responder ante variaciones de voltaje ocurridos en el rango de los microsegundos. El amplificador operacional LM6171 permite responder a estas necesidades debido a su valor de velocidad de subida de $3600\text{V}/\mu\text{s}$. En la figura A6 se muestra el circuito comparador implementado.

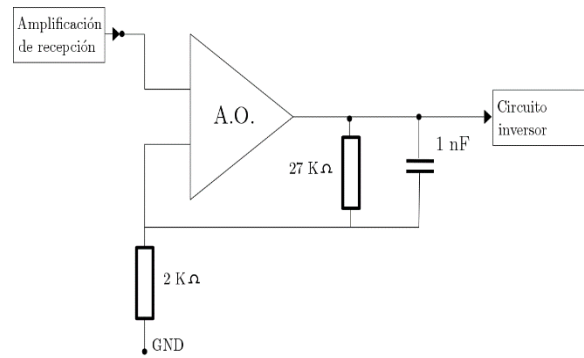


Figura A6 Circuito comparador.

El arreglo de capacitor y resistencias a la salida del comparador produce que el voltaje en la terminal inversora del comparador presente un comportamiento exponencial decreciente que varía desde V_0 hasta el voltaje correspondiente al divisor de tensión formado por las resistencias.

Lo anterior expuesto se llevó a cabo con el fin de que las oscilaciones de voltaje presentes en la terminal no inversora posteriores a la primera espiga de voltaje no afecten el estado del comparador.

La salida del comparador es o el voltaje de saturación positivo o el voltaje de saturación negativo. El tiempo en que la saturación es negativa presenta la misma duración que el ancho de pulso de la señal PWM original generada por el transmisor, por lo que, para obtener la señal PWM originada en un principio, se invirtió el voltaje de salida del comparador mediante un amplificador inversor de ganancia unitaria y se discriminó la saturación negativa del mismo mediante un diodo rectificador.

2.7 Canal de comunicación.

La línea eléctrica en la cual fue realizada la implementación del sistema de comunicación está compuesta por una fase y neutro, tensión nominal de 120 V a 60 Hz, 10 m de longitud y sin nodos intermedios.

3. RESULTADO Y DISCUSIÓN

3.1 Envío y recepción de señal observada al implementar sistema.

Se implementó el sistema a la línea de C.A. y se utilizaron osciloscopios tanto digitales como analógicos para observar las señales de interés involucradas. Fue posible reproducir la señal generada por el transmisor en el receptor, transmitiendo así información con base en el ciclo de trabajo de la señal. Se presentó una variación de amplitud entre la señal original y la reconstruida que no repercute en la información transmitida debido a su naturaleza digital.

El voltaje de alimentación fue de 15 V y ± 12 V para los circuitos transmisor y receptor respectivamente.

La frecuencia a la cual se trabajó la señal PWM estuvo dentro del rango de 1.5 y 7 kHz con D en el rango de $0.1 \leq D \leq 0.9$. Cuando la frecuencia de la señal es cambiada de manera significativa, es necesario recalcular los componentes para el oscilador impulsado en el circuito de generación de señal en el transmisor, mientras que en el receptor también es necesario recalcular valores para los componentes en el circuito amplificador y comparador. Lo ideal es trabajar a una frecuencia fija, únicamente variando D.

La figura a7 muestra algunas señales observadas obtenidas cuando la frecuencia de la señal PWM es 1.8 kHz con un $D=0.22$.

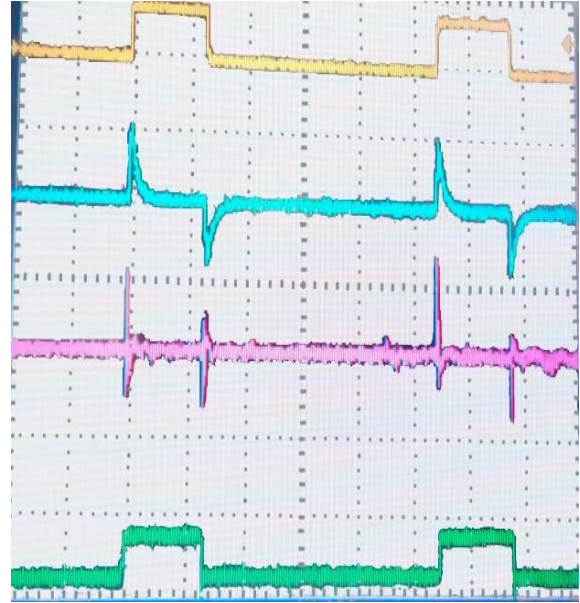


Figura A7 Señales obtenidas experimentalmente. De superior a inferior: señal PWM generada, señal inyectada en la línea, señal recolectada amplificada en receptor y señal PWM reconstruida respectivamente. Escala de voltaje 20 V, 5 V, 500 mV y 20 V respectivamente. Escala de tiempo 100 μ s.

Se hace notar que la señal inyectada en la línea difiere de la señal recolectada por el receptor tanto en amplitud como en forma de onda debido a la impedancia intrínseca de la línea cuyo estudio queda fuera del alcance de esta investigación.

4. CONCLUSIÓN

Es posible transmitir señales PWM en una distancia de 10 m en el rango de frecuencias de 1.5 kHz hasta 7 kHz a través de líneas de C.A. que no presenten nodos

intermedios mediante circuitos electrónicos y elementos eléctricos pasivos. A pesar de que la señal sufre modificaciones en forma y amplitud cuando es difundida por la línea, esta conserva características que permite reproducir información de interés.

5. AGRADECIMIENTOS

El autor principal agradece al CONACyT el apoyo otorgado a través de la Beca para Estudios de Maestría en ingeniería eléctrica bajo el marco de la convocatoria CONACyT-SENER Sustentabilidad energética 2017, tipo B, primer periodo el cual hizo posible la realización de esta investigación.

6. REFERENCIAS

1. Michael Barr, *Embedded systems programming*, "Pulse width modulation", 103-104, (2010).
2. S. C. Hsieh, T. T. Ku, Jung-Che Tsai, C. H. Lin and C. S. Chen, *IEEE/IAS 50th Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference*, "Broadcasting Control of Intelligent Air Conditioners Using Power-Line-Carrier Technology", (Fort Worth Texas), 1-6, (2014).
3. Galli, Scaglione y Wang, *Proceedings of the IEEE*, "For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid" 998–1027, (2011).
4. Ferreira, Grové Hooijen y Han Vinck, *Proceedings of IEEE. AFRICON '96* "Power line communication: an overview", 558 - 563, (1996).
5. Carlson, *Communication systems*, (McGraw-Hill Higher Education), 3-5, (2002).
6. F.C. Lambert y V.C. Gungor, *Computer Networks*, "A survey on communication networks for electric system automation", 877-897, (2006).
7. NMX-J-098-ANCE-2014, "Sistemas eléctricos-tensiones eléctricas normalizadas", (2014).
8. *LM555 Timer*, (Texas instruments) 9-11, (2015)
9. Lampe, Tonello y Swart, *Power line communications Principles, standards and applications form multimedia for smart grid*, "Capacitive coupling", 230-231, (2016).
10. Ron Mancini, *Op Amps for everyone*, (Texas Instruments), 91-98, (2002)

Apéndice

B

Control de velocidad de un motor de corriente directa a través de la línea de corriente alterna

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DE CORRIENTE DIRECTA A TRAVÉS DE LA LÍNEA DE CORRIENTE ALTERNA.

Sánchez Gámez Iván, González Rodríguez Aarón, García Vite Pedro M., Velasco Pérez Gerardo.

Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, Av. 1o. de Mayo esq. Sor Juana Inés de la Cruz s/n, Col. Los Mangos, Ciudad Madero, Tamaulipas, México.

ivansanchez.gamez@gmail.com, aaronglzrod@yahoo.com.mx, pedro.vite@itcm.edu.mx, velasco060193@gmail.com

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño de un sistema de control de velocidad aplicado a un motor de C.D. (Corriente directa) cuya velocidad se varía remotamente mediante la transmisión de una señal senoidal modulada en frecuencia, a través de la línea de C.A. (Corriente alterna). Este proyecto se realizó mediante la implementación de electrónica analógica basada en filtros pasa altas y amplificadores operacionales. Primeramente, se elaboró la etapa de adquisición de la señal de referencia en la cual se recupera la señal transmitida en la línea de C.A., después, dicha señal se convierte en una señal de C.D. de magnitud proporcional a la frecuencia, misma que se utiliza como señal de referencia y se aplica en la etapa de control. En esta última, se compara la señal de referencia con una señal de retroalimentación que es proporcional a la velocidad a la que se encuentra el motor, de dicha comparación se obtiene una señal de error la cual procesa un control proporcional+integral que genera una señal de control, que se aplica a un circuito modulador de ancho de pulso (PWM) y con esta se conmuta un MOSFET que controla la velocidad de un motor mediante la variación del voltaje promedio de operación del mismo. Los resultados obtenidos fueron satisfactorios debido a que al variar la señal enviada a través de la línea de C.A. se logró operar a una velocidad determinada un motor de C.D. inclusive si al mismo se le aplica una carga mecánica en el rotor.

Palabras claves: Control de velocidad, señal senoidal, línea de corriente alterna, motor de corriente directa, MOSFET.

ABSTRACT

This article presents the design of a speed control system applied to a DC (Direct current) motor which speed is remotely varied by transmitting a frequency modulated sine signal, through the AC (Alternating current) line. This project was made through the implementation of analog electronics based on high pass filters and operational amplifiers. First, the acquisition stage of the reference signal was elaborated in which the signal transmitted on the AC line is recovered, that signal is converted into a DC one with its magnitude proportional to the frequency, which is used as a reference signal and is applied in the control stage. In this last stage, the reference signal is compared with a feedback signal that is proportional to the speed at which the motor is working, from this comparison an error signal is obtained which processes a proportional + integral control that generates a control signal, which is applied to a pulse width modulator circuit (PWM) leading to a switching of a MOSFET that controls the speed of the motor by varying its average operating voltage. The results obtained were satisfactory because

the signal sent through the AC line varied a DC motor speed even if a mechanical load is applied to the rotor.

Keywords: Speed control, sine signal, Alternating current line, Direct current motor, MOSFET.

1.INTRODUCCIÓN

Con el desarrollo actual de la electrónica, se puede ver cómo cada vez más los procesos se automatizan y se reducen los tiempos de producción respecto a las modalidades utilizadas en épocas pasadas. Los sistemas de control automático están desempeñando un papel clave en todas las áreas industriales [1], en donde los controladores de velocidad de motores de C.D. son muy útiles, por ejemplo, para controlar el movimiento robótico y los sistemas de automatización en la industria [2]. Debido a esto existe una demanda en los sistemas de control emergentes, la cual consiste en dar mucha importancia a la etapa de diseño e implementación del sistema teniendo en cuenta el tipo de controlador y sensor a utilizar. Para todos estos automatismos, la mayoría de los procesos requieren del uso de motores controlados bajo electrónica digital o analógica. El motor de corriente continua aparece en el siglo XIX. Esta máquina es una de las más versátiles en la industria. Su fácil control de posición, par y velocidad la han convertido en una de las mejores opciones en aplicaciones de control y automatización de procesos. La principal característica del motor de corriente continua es la posibilidad de regular la velocidad desde vacío a plena carga [3].

1.1 Transmisión en línea de corriente alterna.

Es posible propagar y coleccionar una señal de voltaje a través de las líneas de C.A. a través de circuitos de acoplamiento de modo diferencial capacitivo. El cable de línea es usado como una terminal y el cable

neutro es usado como segunda terminal. De igual manera, los circuitos de acoplamiento impiden que la tensión nominal presente en la línea dañe al resto de los circuitos. El uso del acoplamiento capacitivo es conveniente cuando los conductores activos de las líneas de potencia son de fácil acceso [4].

1.2 Sistemas de control.

Existen dos clases de sistemas de control, sistemas de lazo abierto y sistemas de lazo cerrado. Un sistema de control de lazo abierto es aquel sistema de control en el que la salida no es afectada por la señal de entrada, mientras que un sistema de control de lazo cerrado es un sistema de control en el cual el controlador se alimenta de la señal de error de desempeño, la cual representa la diferencia entre la señal de entrada y la señal de realimentación con el fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor deseado [5].

1.3 Control PI.

Se dice que un control es de tipo proporcional-integral cuando la salida del controlador $v(t)$ es proporcional al error $e(t)$, sumado a una cantidad proporcional a la integral del error $e(t)$ [6].

Las principales características de este controlador son:

- El amortiguamiento se reduce.
- El máximo pico de sobre impulso se incrementa.
- Disminuye el tiempo de elevación.
- Se mejoran los márgenes de ganancia y fase.
- El tipo de sistema se incrementa en una unidad.

- El error de estado estable mejora por el incremento del tipo de sistema.

1.4 Señal PWM.

La modulación por ancho de pulso (también conocida como *PWM*, por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulation*) de una señal o fuente de energía es una técnica en la cual 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 determinada carga [7]. Se utiliza ampliamente en electrónica de potencia, como en convertidores e inversores de potencia, accionamientos de motores y filtros de potencia activa [8]. Hay muchas formas diferentes de controlar la velocidad de un motor, pero una forma muy simple y fácil es utilizar la modulación de ancho de pulso, variando la potencia aplicada al motor de C.D.

1.5 Filtros pasivos.

Los filtros pasivos emplean, como su nombre indica, exclusivamente componentes pasivos (resistencias, bobinas y condensadores). Las principales ventajas son: buena linealidad, no requieren alimentación y permiten un amplio margen de tensiones y corrientes [9].

Los Filtros pasa bajos son aquellos que introducen muy poca atenuación a las frecuencias que son menores a una determinada frecuencia, llamada frecuencia de corte. En cambio, las que son mayores que la frecuencia de corte es atenuada fuertemente. En la figura B1 se muestra el diagrama de un filtro pasa baja frecuencia.

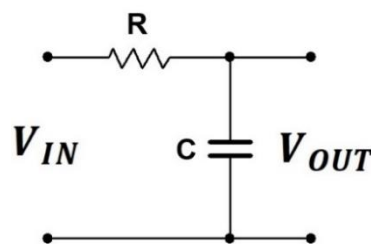


Figura B1 Filtro pasa bajas RC.

Fuente: Elaborado por el autor.

Los filtros Paso alto permiten solamente el paso de las frecuencias por encima de la frecuencia de corte y atenúa las que se encuentren por debajo de la frecuencia de corte.

En la figura B2 se muestra el diagrama de un filtro pasa baja frecuencia.

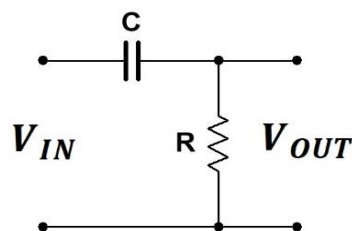


Figura B2 Filtro pasa altas RC.

Fuente: Elaborado por el autor.

En la ecuación (1) se define la frecuencia de corte de los filtros mencionados.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1)$$

Los parámetros se definen a continuación:

f_c = Frecuencia de corte

C = Capacitancia

R = Resistencia

1.6 Motor de corriente directa.

Las máquinas de C.D. son generadores que convierten energía mecánica en

energía eléctrica y los que convierten energía eléctrica en energía mecánica son llamados motores [10]. La máquina de corriente continua necesita de una corriente de campo para crear el campo magnético de excitación. Dicho devanado se llama devanado de campo o inductor y se encuentra en el estator que es la parte fija del motor. En los motores de cd se pueden utilizar las siguientes configuraciones: motores con excitación serie, paralela y compuesto.

En este trabajo se utilizó un motor con excitación en paralelo (shunt), el cual constituye el tipo más común de motor eléctrico de corriente directa que se puede encontrar en el mercado [11], en el cual el devanado de campo se encuentra conectado en paralelo con la carga y en paralelo con el circuito de armadura. Lo que significa que la tensión de armadura es la misma que la tensión en las terminales del devanado de campo.

Las ventajas de usar motores de C.D sobre los motores de C.A. se explican a continuación [12]:

- Tienen una eficiencia aproximada del 95%.
- Mejores características de sobrecarga y voltaje pico.
- Se puede cambiar su relación de velocidad-par de acuerdo a lo requerido.

2. MATERIAL Y METODO

2.1 Envío de la señal de referencia.

Se empleó un generador de señales para obtener la onda senoidal con el propósito de que se manipule de manera sencilla y precisa. Dicha señal se envió a través de la línea de C.A. donde la tensión nominal en viviendas es de 120v a una frecuencia de 60Hz, por lo tanto, se requirió la elaboración de un circuito de acoplamiento

el cual se basó en filtros pasa altas frecuencias para así atenuar la señal de baja frecuencia perteneciente a la línea de C.A. con el fin de proteger el equipo electrónico. La conexión entre el dispositivo generador y el circuito de acoplamiento se observa en la figura B3.

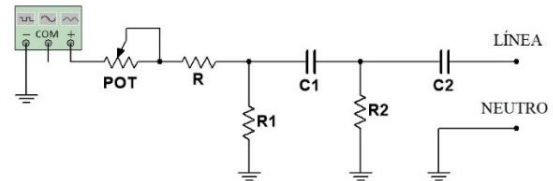


Figura B3 Circuito de acoplamiento a línea de C.A. del transmisor.

Fuente: Elaborado por el autor.

2.2 Recepción y acondicionamiento de la señal.

Se elaboraron etapas de acoplamiento para extraer la señal enviada de una manera segura sin comprometer los componentes electrónicos requeridos en etapas siguientes. El circuito de acoplamiento en la etapa de recepción se observa en la figura B4.

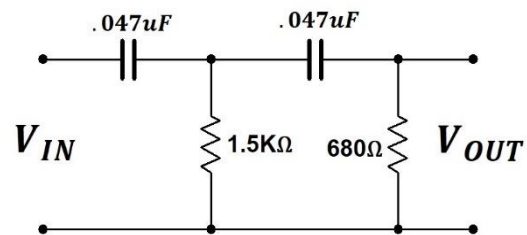


Figura B4 Circuito de acoplamiento a línea de C.A. del receptor.

Fuente: Elaborado por el autor.

Al extraer la señal se logró apreciar que esta no sufrió modificaciones en su forma de onda, en cambio su magnitud si se vio afectada ya que presentó una atenuación considerable, debido a esto se optó por

amplificar la señal para lograr que esta fuera apreciada con mayor facilidad, esto se llevó a cabo mediante la implementación de un amplificador operacional inversor como se muestra en la figura B5.

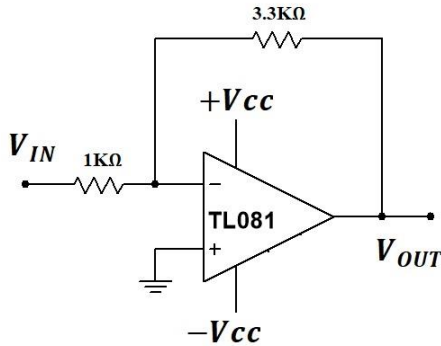


Figura B5 Amplificador Inversor.

Fuente: Elaborado por el autor.

Para la señal de referencia empleada en la etapa de control se requirió un voltaje promedio constante, por lo tanto, se optó por convertir la señal senoidal recibida, esto se logró mediante la implementación de un circuito integrado LM331, el cual es un convertidor de frecuencia a voltaje[13], en su entrada fue necesaria la aplicación de una señal de onda cuadrada, por lo tanto se necesitó la generación de dicha señal a partir de la señal senoidal, esto se logró mediante la utilización de un amplificador operacional detector de cruce por cero como se observa en la figura B6.

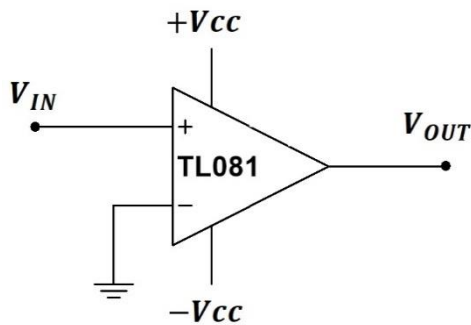


Figura B6 Detector de cruce por cero.

Fuente: Elaborado por el autor.

La señal anteriormente generada se aplicó a la entrada del circuito integrado LM331, el cual tiene la configuración mostrada en la figura B7.

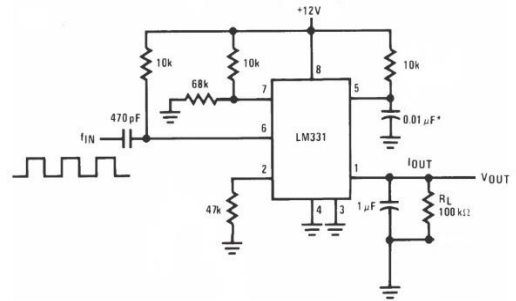


Figura B7 Circuito convertidor de frecuencia a voltaje.

Fuente: lm331 Voltage to Frequency Converters, Texas Instruments

2.3 Etapa de control.

En esta etapa se empleó un amplificador operacional diferencial con ganancia unitaria para obtener una señal de error, la configuración se muestra en la figura B8.

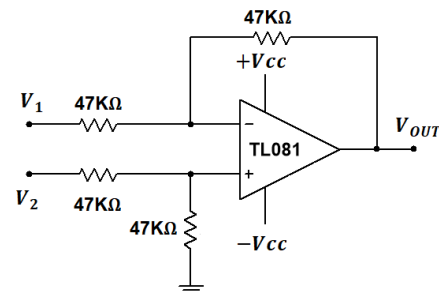


Figura B8 Amplificador diferencial.

Fuente: Elaborado por el autor.

Donde sus entradas serán: V_1 la señal de referencia y V_2 la señal de retroalimentación. La señal de referencia es la obtenida a la salida del circuito integrado LM331, por otro lado, la señal de retroalimentación es una señal de voltaje de C.D. proporcional a la velocidad del motor. La señal obtenida del amplificador operacional diferencial se nombró señal de

error, esta señal será aplicada a un amplificador operacional cuyo comportamiento es el de un controlador PI (proporcional + integral) el cual se muestra en la figura B9, a la salida de este circuito obtendremos la señal de control.

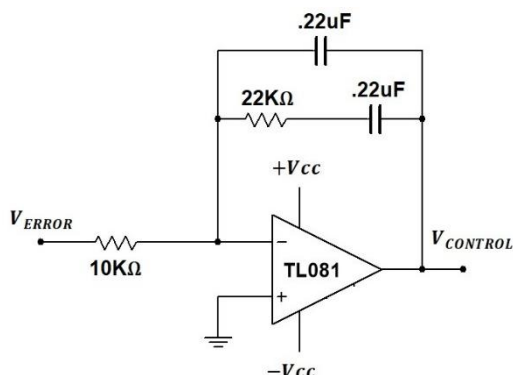


Figura B9 Control PI.

Fuente: Elaborado por el autor.

2.4 Etapa de potencia.

La señal de control obtenida es aplicada a un amplificador operacional comparador para lograr la generación de una señal PWM, en la figura B10 se puede observar la conexión implementada.

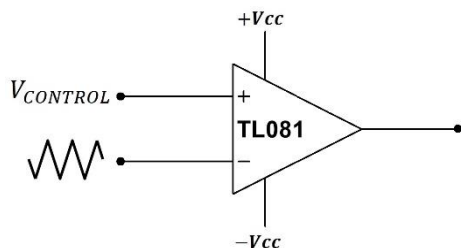


Figura B10 Circuito comparador.

Fuente: Elaborado por el autor.

La señal PWM se encargará de activar o desactivar un MOSFET que controlará la velocidad de un motor, dicho motor es parte de un módulo de Lab-Volt modelo 8211-00, este se alimenta con 120 VCD y sus revoluciones máximas por minuto son 1300. Para asegurar que el funcionamiento

de un MOSFET sea el adecuado se utilizó un driver para MOSFET VO3120 [14], dicho driver tiene un acoplamiento óptico, por lo tanto, las etapas de potencia y control estarán aisladas entre si garantizando una protección de la etapa de control.

3. RESULTADO Y DISCUSION

3.1 Envío, recepción y acondicionamiento de la señal de referencia.

Se implementó el sistema descrito en el presente artículo en el cual se utilizó el dispositivo HP-33120, con el cual se generó la señal senoidal enviada, al recibir la señal se observó que como se describió en puntos anteriores, se logró captar la señal en el receptor, pero con una atenuación la cual se logró compensar con la amplificación de la señal y mediante la implementación del circuito LM331 se logró obtener un voltaje de corriente directa proporcional a la frecuencia, en un rango de 36KHz a 48KHz.

3.2 Etapa de control.

Las señales de entrada al amplificador diferencial son: la señal de referencia y la señal de retroalimentación. Esta última es obtenida de un módulo Lab-Volt 8960-12 el cual es un dinamómetro que muestra mediante un display las revoluciones por minuto y a su vez cuenta con una salida de voltaje proporcional a la velocidad, dicha salida se utilizó como nuestra señal de retroalimentación con el inconveniente de que presenta un rizo que modifica la señal promedio, para corregir esto se utilizaron filtros pasa bajas frecuencias para atenuar el rizo y obtener una señal de C.D, más estable.

El circuito de control (figura 9) se elaboró en base a un amplificador operacional al cual

se le asignaron los valores de sus componentes de manera empírica, los valores seleccionados fueron los que mostraron un mejor desempeño del sistema de control.

3.3 Etapa de potencia.

Se generó la señal PWM mediante la comparación de la señal de control y una señal triangular generada con el dispositivo GW modelo GFG-8015G a una frecuencia de 5KHz. La señal PWM se acondiciona mediante la implementación del Driver de compuerta para MOSFET, en este proyecto su utilización el IRFP350 el cual tiene como características manejar un voltaje entre sus terminales Drain-Source de un máximo de 400V y una corriente continua de 16A como límite. Este mismo se encarga de controlar la velocidad de un motor de C.D. mediante la variación del voltaje promedio de operación del motor.

4. CONCLUSION

Con la realización de este trabajo se consiguió corroborar que es posible enviar una señal senoidal de alta frecuencia (KHz) en redes eléctricas residenciales y ser recolectada en otro punto de esta, a su vez ser usada como señal de referencia en un sistema de control de velocidad aplicado a un motor de C.D. Este método de transmisión y modulación en frecuencia de una onda senoidal, resultó más confiable que, por ejemplo, el empleado en un proyecto anterior que usaba una onda rectangular modulada en ancho de pulso, pues era susceptible a señales de ruido presentes en la línea de C.A. Se obtuvo un resultado satisfactorio ya que se logró controlar remotamente un motor de C.D. En este caso a una velocidad de 139 rpm hasta 1205 rpm variando la frecuencia de la señal de referencia en un rango entre 35KHz y

47KHz. En la tabla B1 se muestra detalladamente la relación entre la frecuencia y velocidad correspondiente.

Tabla B1 Frecuencia enviada y velocidad correspondiente.

Frecuencia (KHz)	Velocidad (rpm)
35	139
36	148
37	225
38	315
39	404
40	495
41	595
42	695
43	810
44	923
45	1044
46	1160
47	1205

Fuente: Elaborado por el autor.

5. REFERENCIAS

- 1.- Mujtaba Jaffery, Sohaib Aslam, Moinuddin Ghauri, M. Shahzad Khuram, Sikandar Rafiq, Subhan Khan, Journal of Engineering Technology, 6,1, (2018),415-434.
- 2.- Khan Masoom Raza, Mohd. Kamil, Pushpendra Kumar, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, 5, 4, (2016), 307-309.
3. Moreno Pérez Fernando, (2010), Diseño de un sistema de control de velocidad de un motor de corriente continua basado en acelerómetros (Tesis de grado), Universidad Pontificia Comillas, Madrid.
4. Velasco Pérez Gerardo, González Rodríguez Aaron, García Vite Pedro M., Sánchez Gámez Iván, Mercado Hernández

- Saúl A., Transversalidad Científica y Tecnológica, Vol. 2, Num.1, (2018),183-188.
5. Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, (Prentice Hall, New Jersey), 894, (2010).
6. Hernández Gaviño Ricardo, *Introducción a los sistemas de control: conceptos, aplicación y simulación con MATLAB*, (PEARSON EDUCACIÓN, México), 528, (2010).
7. Cortés Jimmy Alexander, Chaves José Andrés, Quintero Edwin Andrés, *Scientia et Technica* Año XVII, No 47, (2011), 6-11.
8. P. N. Kapil, Keyur Patel, INTERNATIONAL JOURNAL OF CURRENT ENGINEERING AND SCIENTIFIC RESEARCH, 2, 5, (2015), 65-68.
9. Pérez García Miguel A., Álvarez Antón Juan C., Campo Rodríguez Juan C., Ferrero Martín Fco. Javier, Grillo Ortega Gustavo J., *Instrumentación Electrónica*, (THOMSON, México), 838, (2015).
- 10.- J. Chapman Stephen, *Electric Machinery Fundamentals* (McGraw-Hill, New York), 680, (2012).
11. Calvillo Zamorez Luis Enrique, (2011), Desarrollo de un sistema de caracterización de motores de corriente directa (Tesis de grado), Universidad Nacional Autónoma de México, México.
- 12.- Mohit Yadav¹, Kartik Kanodia², Naresh Kumari, International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering, 3, 11, (2014), 73-77.
13. LMx31x Precision Voltage to Frequency Converters (Texas Instruments), 15-16, (2015).
14. VO3120 2.5 A Output Current IGBT and MOSFET Driver (Vishay semiconductors), 4-5, (2012).

Referencias

- [1] A. Bruce Carlson, Paul B. Crilly, Janet C. Rutledge, *Communication systems an introduction to signals and noise in electrical communication*, (McGraw-Hill,New York),924,(2002).
- [2] Lutz Lampe, Andrea Tonello, and Theo Swart. Power line communications: Principles, standards and applications from multimedia to smart grid: Second edition. 04 2016.
- [3] Hendrik Ferreira, H.M. Grove, O Hooijen, and Jan Vinck. Power line communications: an overview. pages pp 558 – 563, 10 1996.
- [4] Velasco Pérez Gerardo, González Rodríguez Aaron, García Vite Pedro M., Sánchez Gámez Iván, Mercado Hernández Saúl A., *Transversalidad Científica y Tecnológica*, Vol. 2, Num.1, (2018),183-188.
- [5] Velasco Pérez Gerardo, “Diseño e implementación de control remoto a través de línea de C.A. para motor de C.D.”, instituto tecnológico de ciudad madero,2019.
- [6] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, (Prentice Hall, New Jersey), 894, (2010).
- [7] Hernández Gaviño Ricardo, *Introducción a los sistemas de control: conceptos, aplicación y simulación con MATLAB*, (PEARSON EDUCACIÓN, México), 528, (2010).
- [8] Pérez García Miguel A., Álvarez Antón Juan C., Campo Rodríguez Juan C., Ferrero Martín Fco. Javier, Grillo Ortega Gustavo J., *Instrumentación Electrónica*, (THOMSON, México), 838, (2015).
- [9] Ben Hadj Slama J., Hellali H., Lahyani Amine, Louati K., Venet Pascal, Rojat Gérard, *International Conference on Electrical Engineering Design & Technologies*,3,4,(2007).
- [10] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, *Operational Amplifiers and linear integrated circuits*, (Prentice Hall,Toronto),529,(2000).
- [11] Mohan Ned, T. Undeland; *Power electronics: converters, applications, and design*; John Wiley & Sons, Inc. E.E.U.U 2003.

- [12] Cortés Jimmy Alexander, Chaves José Andrés, Quintero Edwin Andrés, *Scientia et Technica* Año XVII, No 47, (2011), 6-11.
- [13] P. N. Kapil, Keyur Patel, *International Journal of Current Engineering and Scientific Research*, 2, 5, (2015), 65-68.
- [14] J. Chapman Stephen, *Electric Machinery Fundamentals* (McGraw-Hill, New York), 680, (2012).
- [15] Khin Ei Ei Khine, Win Mote Mote Htwe, *International Journal of Trend in Scientific Research and Development*,3,4, (2019), 1418-1423.
- [16] Mohit Yadav, Kartik Kanodia, Naresh Kumari, *International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering*, 3, 11, (2014), 73-77.
- [17] Ray Ridley, *Switching Power Magazine*, 4, 2, (2003), 29-31.