

INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO
División de Estudios de Posgrado e Investigación



TESIS

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL REMOTO A TRAVÉS DE LINEA C.A
PARA UN MOTOR DE C.D.**

Que para obtener el Grado de

MAESTRO EN INGENIERIA ELECTRICA

Presenta

Ing. Gerardo Velasco Pérez
G17073006

Director de Tesis

M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Co-Director de Tesis

DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE



SEP
SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MEXICO

Instituto Tecnológico de Ciudad Madero

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

Cd. Madero, Tams., a **29 de Mayo de 2019**

OFICIO No.: U2.032/19
ÁREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN
DE TESIS.

ING. GERARDO VELASCO PÉREZ
NO. DE CONTROL G17073006
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 :	DR. PEDRO MARTÍN GARCÍA VITE
SECRETARIO:	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
VOCAL:	DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ
SUPLENTE:	M. C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
DIRECTOR DE TESIS :	M. C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE CONTROL REMOTO A TRAVÉS DE LÍNEA C.A. PARA UN MOTOR DE C.D."

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"*

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



c.c.p.- Archivo
Minuta
JAMB 'RCG' /jer



Av. 1º de Mayo y Sor Juana I. de la Cruz Col. Los Mangos, C.P. 89440, Cd. Madero, Tam.

Tel. 01 (833) 357 48 20, e-mail: dir01_cdmadero@tecnm.mx

www.tecnm.mx | www.cdmadero.tecnm.mx

Dedicatoria

A mis padres, a quienes todo lo debo.

A mi futura familia que empieza a gestarse y por la que siempre buscare la verdad y el bien.

A todos y cada uno de los maestros que he tenido la bendición de conocer.

Agradecimientos

Al CONACYT y a la SENER por el apoyo brindado a través de la beca 470975 bajo el marco de la convocatoria CONACYT-SENER SUSTENTABILIDAD ENERGÉTICA 2017, TIPO B, PRIMER PERIODO sin el cual esta investigación no hubiera sido posible.

Al Instituto Tecnológico de Ciudad Madero, particularmente al Departamento de Estudios de Posgrado, por procurar espacios para la investigación de calidad y por su compromiso con el desarrollo tecnológico para el bien de la sociedad. Al cuerpo académico, personal administrativo y de servicios de la Maestría en Ingeniería Eléctrica que edifica día a día los cimientos de un mejor país.

A mi director de tesis, M.C. Aarón González Rodríguez, por estar siempre en la mejor disposición de asesorarme, corregirme y compartir su saber no solo en el ámbito académico sino también en el ámbito humano. A mi co-director de tesis, Dr. Pedro García Vite, por el incalculable conocimiento brindado y por sus siempre acertados y oportunos comentarios. También especial mención a los académicos Dr. Rubén Salas, Dr. Genaro González, M.C. Eduardo N. Salas y Mtra. Gladis Galiana.

A los compañeros de la Maestría en Ingeniería Eléctrica por el apoyo y consejos brindados, entre los que destaco a Ing. Iván Sánchez, M.I. Rosario Rivera y M.I. Joel Rodríguez.

Diseño e implementación de control remoto a través de línea de C.A. para motor de C.D.

Gerardo Velasco Pérez

Resumen

Empleando una línea de C.A. de una instalación eléctrica residencial como medio para establecer comunicación entre dos puntos distantes, es propuesto un sistema de control de velocidad unidireccional para motor de C.D. en el que una señal PWM de alta frecuencia es generada e inyectada en la línea, la cual posteriormente es extraída en un punto remoto dentro de la misma línea y realizando sobre dicha señal algunas adecuaciones es dominado el estado de un interruptor de potencia que regula el voltaje suministrado al motor. Es expuesto el fundamento teórico y descrito el funcionamiento de cada una de las etapas implicadas en el sistema. Para el desarrollo de la circuitería de control son empleados circuitos integrados, dispositivos semiconductores y componentes electrónicos pasivos. El sistema incluye circuitos de protección que permiten la conexión segura de los componentes electrónicos a la línea eléctrica y que también brindan seguridad al operador al manipular el sistema. Son presentados los resultados conseguidos al implementar el sistema propuesto en términos de variación de velocidad obtenida y formas de onda de señales representativas a través de diversas etapas de interés.

Remote control design and implementation through A.C. power mains for D.C. motor

Gerardo Velasco Pérez

Abstract

Employing a residential electric installation A.C. line as a channel to establish communication between two distant points, a unidirectional speed control system for a D.C. motor is proposed, on which a high frequency PWM signal is generated and injected into the line, afterwards, it is extracted at a remote point within the same line, and working over the signal, the state of a power switch, which regulates the voltage supplied to the D.C. motor, is controlled. Theoretical framework that supports this work is exposed. Also the behavior of each stage involved on the system is described. Integrated circuits, semiconductor devices and electronic passive components are used for the development of control circuits. The system includes protection circuits that both allow for the safe connection of the electric components to the electric line and provide security to the system operator during system manipulation. Results of the proposed system implementation are shown in terms of the obtained motor speed variation and representative signal waveforms through particularly interesting stages.

Índice general

Dedicatoria	III
Agradecimientos	IV
Resumen	V
Abstract	VI
Lista de tablas	X
Lista de figuras	XII
1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Antecedentes.	2
1.2 Planteamiento del problema.	3
1.3 Justificación.	3
1.4 Objetivos.	4
1.4.1 Objetivo general.	4
1.4.2 Objetivos específicos.	4
1.5 Hipótesis.	5
1.6 Alcances y limitaciones.	5
1.6.1 Alcances.	5
1.6.2 Limitaciones.	5
2 CONCEPTOS GENERALES	6
2.1 Control de motores de C.D.	7
2.1.1 Sistemas de control.	7
2.1.2 Motores de C.D.	7
2.1.3 Control de motores de C.D.	8
2.2 Comunicación sobre líneas eléctricas.	10
2.2.1 Sistemas de comunicación.	10
2.2.2 PLC.	11
2.2.3 Líneas eléctricas como canal de comunicación.	12

2.2.4	Perturbaciones y ruido.	13
2.2.5	Compatibilidad electromagnética.	14
2.2.6	Acopladores.	15
2.3	Líneas eléctricas residenciales en México.	16
2.3.1	Instalación eléctrica residencial.	16
2.3.2	Voltaje en redes eléctricas residenciales.	16
3	ELECTRÓNICA DE CONTROL	18
3.1	Conceptos y componentes electrónicos.	19
3.1.1	Divisor de tensión.	19
3.1.2	Respuesta al escalón del circuito CR en serie.	19
3.1.3	Diodos.	23
3.2	Señales digitales.	24
3.2.1	PWM.	24
3.2.2	Oscilador astable.	25
3.2.3	Multivibrador monoestable impulsado.	26
3.3	Electrónica analógica.	28
3.3.1	Comparador de voltaje inversor.	28
3.3.2	Amplificador no inversor.	29
3.3.3	Filtro CR pasa altas.	30
3.4	Electrónica de potencia.	32
3.4.1	MOSFET.	32
3.4.2	Manejador de compuerta.	33
3.4.3	Red snubber.	34
4	DISEÑO DEL SISTEMA	35
4.1	Descripción general.	36
4.2	Transmisor.	39
4.2.1	Generación PWM.	39
4.2.2	Protección contra sobrevoltaje en transmisor.	40
4.2.3	Filtro pasa altas de transmisor.	42
4.2.4	Conexión a línea en transmisor.	43
4.2.5	Integración del transmisor.	44
4.3	Receptor.	46
4.3.1	Conexión a línea en receptor.	46

4.3.2	Filtro pasa altas en receptor.	46
4.3.3	Protección contra sobrevoltaje en receptor.	47
4.3.4	Amplificación de señal.	49
4.3.5	Reconstrucción de señal.	51
4.3.6	Inversión de señal con detección de falso uno.	54
4.3.7	Integración del receptor.	57
4.4	Etapa de potencia.	59
4.4.1	Adecuación de señal de entrada.	59
4.4.2	Conmutación de MOSFET.	60
4.4.3	Red snubber.	60
4.4.4	Integración de etapa de potencia.	61
4.5	Implementación.	63
5	IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA Y RESULTADOS	72
5.1	Condiciones de implementación y variables de interés.	73
5.1.1	Red eléctrica empleada.	74
5.1.2	Consideraciones de interés.	74
5.1.3	Motor de C.D. empleado.	75
5.1.4	Fuentes de voltaje y equipos de medición.	77
5.2	Conexión de equipo.	78
5.3	Resultados experimentales.	81
5.3.1	Velocidades obtenidas experimentalmente.	81
5.3.2	Señales involucradas en el sistema.	84
6	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS	95
6.1	Conclusiones.	96
6.2	Recomendaciones para trabajos futuros.	97
6.3	Publicaciones y ponencias.	98
	BIBLIOGRAFÍA	99

Lista de tablas

Tabla 2.1	Principales ventajas de la PLC sobre otras tecnologías.	11
Tabla 2.2	Características de voltaje fase-neutro.	17
Tabla 3.1	Valores de interés utilizados en simulación de circuito CR.	21
Tabla 3.2	Características de interés del MOSFET.	32
Tabla 4.1	Relación de velocidad deseada y D de señal PWM generada en transmisor.	37
Tabla 4.2	Componentes de etapa de generación de señal.	40
Tabla 4.3	Componentes de protección contra sobrevoltaje en transmisor.	41
Tabla 4.4	Características del diodo 1N759A.	42
Tabla 4.5	Características filtro de transmisor.	42
Tabla 4.6	Impedancia en capacitores ante frecuencias de interés.	43
Tabla 4.7	Características filtro de receptor.	47
Tabla 4.8	Componentes de protección contra sobrevoltaje en receptor.	48
Tabla 4.9	Características del diodo 1N4733A.	49
Tabla 4.10	Componentes de etapa de amplificación de señal.	50
Tabla 4.11	Características del amplificador operacional LM6171BIN.	51
Tabla 4.12	Componentes de etapa de reconstrucción de señal.	52
Tabla 4.13	Componentes de etapa de inversión de señal con detección de falso uno.	55
Tabla 4.14	Características del amplificador operacional TL081.	55
Tabla 4.15	Características del diodo 1N5819G.	55
Tabla 4.16	Características del gate driver optocoupler A3120.	59
Tabla 4.17	Características del MOSFET IRFP350.	60
Tabla 4.18	Componentes de etapa de potencia.	62
Tabla 4.19	Características del diodo SB3200.	62
Tabla 5.1	Especificaciones de motor de C.D. LabVolt 8211-00.	75
Tabla 5.2	Velocidades ideales del motor con carga=0 Nm.	75
Tabla 5.3	Velocidades ideales del motor con carga=0.2 Nm.	76

Tabla 5.4	Velocidades ideales del motor con carga=0.4 Nm.	76
Tabla 5.5	Voltajes empleados en la implementación.	77
Tabla 5.6	Velocidades experimentales del motor con carga=0 Nm.	81
Tabla 5.7	Velocidades experimentales del motor con carga=0.2 Nm.	82
Tabla 5.8	Velocidades experimentales del motor con carga=0.4 Nm.	83

Lista de figuras

Figura 2.1	Sistema de control en lazo abierto.	7
Figura 2.2	Motor de C.D. en conexión shunt.	8
Figura 2.3	Control de velocidad unidireccional para motor de C.D.	9
Figura 2.4	Elementos de un sistema de comunicación.	10
Figura 2.5	Ejemplo de topología de una red eléctrica residencial.	16
Figura 2.6	Señal de voltaje fase-neutro en red eléctrica residencial.	17
Figura 3.1	Divisor de tensión.	19
Figura 3.2	Circuito CR en serie.	19
Figura 3.3	Respuesta a escalón de circuito CR.	20
Figura 3.4	Circuito CR de simulación.	21
Figura 3.5	Señales de interés de simulación de circuito CR.	22
Figura 3.6	Símbolos de diodos.	23
Figura 3.7	Señal PWM.	24
Figura 3.8	Oscilador astable LM555.	25
Figura 3.9	Configuración monostable LM555.	26
Figura 3.10	Comparador de voltaje inversor.	28
Figura 3.11	Amplificador no inversor.	29
Figura 3.12	Diagrama de Bode de filtro pasa altas con $f_c = 10kHz$	31
Figura 3.13	Símbolo de MOSFET canal N de enriquecimiento.	32
Figura 4.1	Diagrama a bloques del sistema.	38
Figura 4.2	Circuito generador de señal PWM.	39
Figura 4.3	Circuito de protección contra sobrevoltaje en transmisor.	41
Figura 4.4	Filtro pasa altas de transmisor.	42
Figura 4.5	Conexión a línea del transmisor.	44
Figura 4.6	Subsistema transmisor.	45
Figura 4.7	Conexión a línea de receptor.	46

Figura 4.8	Filtro pasa altas de receptor.	47
Figura 4.9	Protección contra sobrevoltajes de receptor.	48
Figura 4.10	Amplificador no inversor con retraso en ganancia.	50
Figura 4.11	Circuito de reconstrucción de señal PWM.	51
Figura 4.12	Diagrama de flujo de lógica de reconstrucción de señal.	53
Figura 4.13	Circuito de detección de falso uno.	54
Figura 4.14	Subsistema receptor.	58
Figura 4.15	Terminales del gate driver otpocupler.	59
Figura 4.16	Tabla de verdad del componente A3120.	59
Figura 4.17	Voltaje drenaje-fuente de un MOSFET bajo efecto de inductancias parásitas.	60
Figura 4.18	Etapa de potencia.	61
Figura 4.19	Diagrama de transmisor realizado en MULTISIM.	64
Figura 4.20	Huellas de impresión para transmisor.	65
Figura 4.21	Transmisor implementado.	65
Figura 4.22	Diagrama de receptor realizado en MULTISIM.	67
Figura 4.23	Huellas de impresión para receptor.	68
Figura 4.24	Receptor implementado.	68
Figura 4.25	Diagrama de etapa de potencia realizado en MULTISIM.	70
Figura 4.26	Huellas de impresión para etapa de potencia.	71
Figura 4.27	Etapa de potencia implementada.	71
Figura 5.1	Transmisor implementado.	78
Figura 5.2	Conexiones en transmisor implementado.	79
Figura 5.3	Receptor y etapa de potencia implementados.	79
Figura 5.4	Receptor implementado.	80
Figura 5.5	Etapa de potencia implementada.	80
Figura 5.6	Velocidades en el motor para una carga de 0 Nm.	82
Figura 5.7	Velocidades en el motor para una carga de 0.2 Nm.	83
Figura 5.8	Velocidades en el motor para una carga de 0.4 Nm.	84
Figura 5.9	Señal PWM_1 a la salida del generador de señal en transmisor mostrado a la Figura 4.2.	85
Figura 5.10	Señal S_{ft} a la salida del filtro del transmisor mostrado en la Figura 4.4.	86
Figura 5.11	Señal presente en la conexión entre la línea y la salida del transmisor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.	86

Figura 5.12	Señal presente en la conexión entre la línea y la entrada del receptor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.	87
Figura 5.13	Señal recolectada de la línea en el receptor posterior a la etapa de amplificación, la señal es V_{ok} correspondiente a la salida del amplificador mostrado en la Figura 4.10.	87
Figura 5.14	Señal en la entrada inversora V_{ok} (verde) y señal en la entrada no inversora V_{ref_1} (rosa) del circuito reconstructor de señal mostrado en la Figura 4.11.	88
Figura 5.15	Voltaje V_{r2} aplicado en la entrada inversora del amplificador operacional de la Figura 4.13.	88
Figura 5.16	Señal PWM_{ctrl} correspondiente a la salida de la Figura 4.13. Esta señal es salida del receptor que es enviada a la etapa de potencia y es la reconstrucción de la señal PWM originalmente generada en el transmisor.	89
Figura 5.17	Voltaje drenaje-fuente del MOSFET V_{DS} presente en la etapa de potencia mostrada la Figura 4.18. El complemento de esta señal es el voltaje aplicado al motor de C.D.	89
Figura 5.18	Señal PWM_1 a la salida del generador de señal en transmisor mostrado a la Figura 4.2.	90
Figura 5.19	Señal S_{ft} a la salida del filtro del transmisor mostrado en la Figura 4.4.	91
Figura 5.20	Señal presente en la conexión entre la línea y la salida del transmisor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.	91
Figura 5.21	Señal presente en la conexión entre la línea y la entrada del receptor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.	92
Figura 5.22	Señal recolectada de la línea en el receptor posterior a la etapa de amplificación, la señal es V_{ok} correspondiente a la salida del amplificador mostrado en la Figura 4.10.	92
Figura 5.23	Señal en la entrada inversora V_{ok} (verde) y señal en la entrada no inversora V_{ref_1} (cian) del circuito reconstructor de señal mostrado en la Figura 4.11.	93
Figura 5.24	Voltaje V_{r2} aplicado en la entrada inversora del amplificador operacional de la Figura 4.13.	93
Figura 5.25	Señal PWM_{ctrl} correspondiente a la salida de la Figura 4.13. Esta señal es la señal de salida del receptor que es enviada a la etapa de potencia y es la reconstrucción de la señal PWM originalmente generada en el transmisor.	94

Figura 5.26 Voltaje drenaje-fuente del MOSFET V_{DS} presente en la etapa de potencia mostrada la Figura 4.18. El complemento de esta señal es el voltaje aplicado al motor de C.D. 94

Capítulo

1

Introducción

A través del tiempo, la ingeniería se ha encargado de dar solución a problemas relacionados con la correcta realización de alguna actividad o tarea, más aún, ha desarrollado conocimiento y tecnología en diversos campos de especialización. En la actualidad el entorno demanda desarrollar de ingeniería que comprometa no solo efectuar un objetivo de manera correcta, si no también involucrar el uso eficiente de los recursos económicos, los materiales, la energía y los recursos humanos.

El presente capítulo corresponde al anteproyecto de esta tesis, se abordan los antecedentes que dan origen a la problemática, se justifica la necesidad de afrontarla, se plantean los objetivos, se expresa la hipótesis y se enuncian los alcances y limitaciones de la investigación.

1.1. Antecedentes.

Las líneas eléctricas han sido usadas para propósitos de comunicación en el final del siglo pasado debido a la extensa disponibilidad de infraestructura eléctrica, así teóricamente, el despliegue de costos está confinado a conectar módems a la existente red eléctrica [1]. El alcance de comunicación establecido está 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.

El uso de las líneas de distribución eléctrica de bajo voltaje existentes dentro de edificios industriales, comerciales y residenciales han servido como medio de comunicación para aplicaciones de control que solucionan problemáticas relacionadas con iluminación, sistemas de riego, estado de operación de aparatos eléctricos, entre otras. En general, es posible gobernar el funcionamiento de cualquier dispositivo conectado a la red eléctrica de un edificio a través de la red eléctrica misma empleando un sistema de control adecuado.

Por otra parte, los motores eléctricos en la industria son principalmente usados para producir torque que rota una unidad, como por ejemplo una bomba, compresor, soplador, entre otros. Estas unidades necesitan mantenimiento regular o de lo contrario podrían sufrir un daño. Al emplear dichas máquinas es sumamente importante y necesario contar con un control sobre diversos factores de su desempeño; estado activo o inactivo, sentido de giro y velocidad. Consecuentemente se han utilizado a través de la historia variados sistemas de control que emplean múltiples tecnologías para lograr su fin.

En los nuevos sistemas de control de motores se busca incorporar el constante crecimiento tecnológico y científico con el fin de brindar mayores beneficios al ser empleados y no únicamente la correcta operación del motor. Entre las demandas del entorno actual se encuentran una mayor eficiencia energética, menor costo, flexibilidad, facilidad de operación y uso adecuado de materiales.

1.2. Planteamiento del problema.

Mantener el control sobre el desempeño de los motores de C.D. es indispensable sin importar el contexto en el que se encuentren trabajando. En algunas aplicaciones es conveniente o forzoso tener el mando de control distante del motor por cuestiones de espacio, seguridad, difícil accesibilidad, locación del operador, entre otras.

Por otra parte, el crecimiento de comunicación a través de líneas eléctricas, los beneficios de reutilizar la infraestructura ya existente y la inherente presencia de líneas eléctricas en el empleo de motores de C.D. nos exige encontrar sistemas eficientes de control para motores de C.D. que establezcan comunicación valiéndose de la red eléctrica de C.A. a la cual el motor está sujeto.

La aspiración de esta investigación es desarrollar un sistema de control remoto a través de la línea de C.A. para motor de C.D. consiguiendo variar la velocidad del motor de manera óptima, lo que implica implementar dicho sistema en una red eléctrica residencial y evaluar su desempeño.

1.3. Justificación.

Los motores de C.D. son dispositivos actuadores populares para impulsar máquinas en un amplio número de aplicaciones industriales. Para aplicaciones de control remoto las máquinas necesitan líneas eléctricas para el suministro de energía, mientras que el controlador necesita cableado para la transmisión de comandos de control. Una solución potencial a simplificar la complejidad de conexión de cables es basarse en las líneas eléctricas ya disponibles, esto es, utilizar el cable de alimentación de energía para enviar simultáneamente potencias y datos de control [2].

Esta investigación pretende ofrecer una opción de control en la que prácticamente no se tenga que instalar cableado adicional al ya existente y que su instalación sea tan sencilla como conectar un par de módems a la red eléctrica, ofreciendo así rentabilidad en recursos económicos, humanos y materiales.

Al no agregar cableado adicional al ya existente el sistema buscado daría apariencia, por su funcionalidad e instalación, de ser inalámbrico pero sin la generación de señales de propagación

electromagnética que en ocasiones resultan inoportunas. El control remoto vía red eléctrica de C.A. sería una solución para entornos de operación o situaciones en que no es práctico un control cableado, no es factible modificar la infraestructura existente o no es pertinente generar señales de comunicación inalámbrica.

El empleo del sistema de control remoto podría llevarse más allá del dominio de un motor, siempre y cuando las propiedades del dispositivo a controlar se adapten a las características de salida del sistema. El mayor valor de ésta investigación radica en el envío de señales a través de la línea de C.A. y en menor medida en el dispositivo a controlar.

1.4. Objetivos.

1.4.1. Objetivo general.

Diseñar e implementar un sistema de control remoto para motor de C.D. que permita modificar la velocidad de operación del motor empleando la red eléctrica que le provee la energía como medio de comunicación.

1.4.2. Objetivos específicos.

- Diseñar un sistema de control remoto para motor de C.D. empleando la red eléctrica en la que se encuentra conectado el motor como medio de comunicación.
- Implementar el sistema de control en una red eléctrica doméstica.
- Variar la velocidad de un motor de C.D. mediante el sistema de control.
- Contrastar el comportamiento del motor esperado con el experimentado.

1.5. Hipótesis.

El sistema de control diseñado estará conectado a una red eléctrica residencial y dominará el estado activo o inactivo y la velocidad de un motor de C.D. además, se espera que su implementación pueda llevarse con facilidad.

1.6. Alcances y limitaciones.

1.6.1. Alcances.

- Diseño de un sistema de control remoto para motor de C.D. utilizando la red eléctrica como canal de comunicación entre el punto de operación y el motor, el sistema variará la velocidad de un motor de C.D.
- Construcción del sistema y su implementación en una red eléctrica residencial para sometimiento de pruebas.
- Verificación experimental del desempeño del sistema.

1.6.2. Limitaciones.

- El sistema será diseñado para una línea de C.A. de 120 volts a 60 Hertz.
- El sistema de control será de corto alcance, cuando menos de 10 metros.
- Se emplearán componentes que más se adecuen a la existencia en el mercado y a los recursos económicos existentes.
- No se diseñará circuito de rectificación para voltaje de C.D.
- La comunicación será unidireccional (no habrá retroalimentación).

Capítulo

2

Conceptos generales

En este capítulo se exponen conceptos teóricos e información pertinente que sirven como punto de partida para comprender el contexto de este trabajo de investigación. Se describen de manera general los sistemas de control, motores de C.D. y un tipo en particular de control de motores de C.D. Además, se muestra un panorama de la comunicación sobre líneas eléctricas y las características de las líneas eléctricas residenciales en México.

2.1. Control de motores de C.D.

2.1.1. Sistemas de control.

Los sistemas de control implican la manipulación de alguna variable dentro de un sistema que tiene que ser controlado para seguir una cantidad de referencia. Así, los componentes básicos de un sistema de control son objetivos de control o entradas, componentes del sistema de control y resultados o salidas [3]. Los sistemas de control pueden clasificarse en sistemas de lazo cerrado o sistemas de lazo abierto.

Los sistemas en los cuales la salida no afecta la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto, su diagrama de bloques se presenta en la Figura 2.1. En otras palabras, en un sistema de control en lazo abierto no se mide la salida ni se realimenta para compararla con la entrada [4]. El control en lazo abierto es conveniente cuando el sistema no recibe perturbaciones externas significativas, se conocen con anticipación las entradas y se desea un menor costo económico.

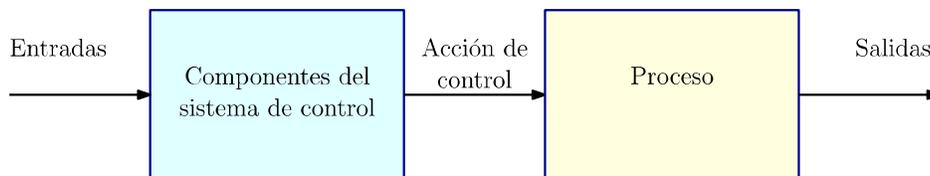


Figura 2.1: Sistema de control en lazo abierto.

2.1.2. Motores de C.D.

Los motores de C.D. son ampliamente usados en la industria, la robótica, la generación de energía, sistemas de transporte, etcétera. Son principalmente usados para producir torque que rota una unidad, como por ejemplo bombas, válvulas, manipuladores robóticos, bandas transportadoras, trenes eléctricos, grúas, vehículos, entre otros.

Los motores de escobillas de C.D. (BDC motor por su nombre en inglés *Brushed Direct Current motor*) son baratos, fáciles de controlar y están disponibles en una amplia gama de tamaño. Sus componentes son estator, rotor, escobillas y conmutador. El rotor, también llamado armadu-

ra, está compuesto de uno o más devanado. Mientras que el estator genera un campo magnético inmóvil mediante imanes permanentes o un devanado inductor el cual es referido sencillamente como campo.

Las configuraciones existentes para la conexión de la armadura en un motor de C.D. con respecto al campo y una sola fuente de alimentación son serie, *shunt* o de excitación compuesta. Entre ellas, la conexión *shunt* provee particulares características de operación donde la velocidad del rotor no cambia apreciablemente a medida que el par de carga varía de cero a su valor nominal [5].

El motor de C.D. en conexión *shunt* tiene el estator en paralelo con el rotor como se muestra en la Figura 2.2. Las corrientes de campo y armadura son independientes entre sí. Como resultado, estos motores tienen un excelente control de velocidad [6].

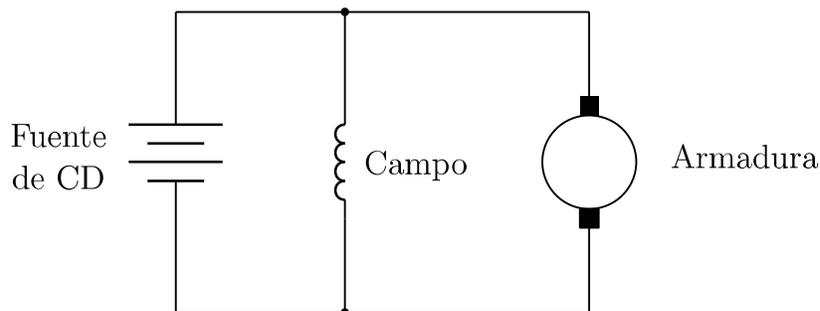


Figura 2.2: Motor de C.D. en conexión *shunt*.

2.1.3. Control de motores de C.D.

La operación de motores de C.D. demanda dominio principalmente sobre la velocidad, estado encendido o apagado, sentido de giro, torque y posición. La aplicación específica del motor determina cuáles características son elementales a gobernar y cuáles pueden ser incluso ignoradas.

El control de velocidad implica controlar las corrientes en los devanados del motor, lo cual puede lograrse mediante un circuito que actúe como regulador de voltaje a los devanados de

motor.

Un sistema de control en lazo abierto para motor de C.D. que permite variar la velocidad y en el cual el motor solo necesitar girar en un sentido puede ser llevado a cabo mediante un circuito que controle un voltaje variable a través de una señal proporcional a la velocidad deseada. Este sistema esta ilustra en la Figura 2.3.

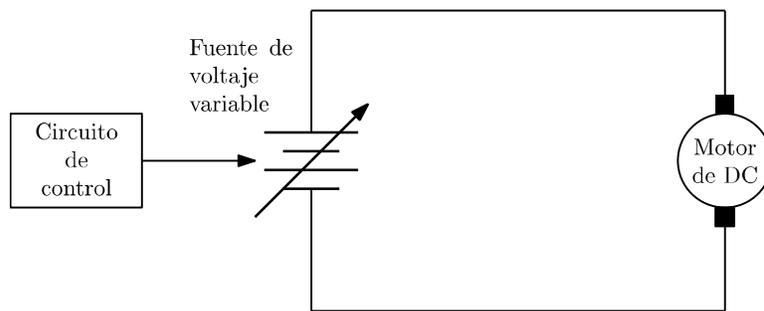


Figura 2.3: Control de velocidad unidireccional para motor de C.D.

2.2. Comunicación sobre líneas eléctricas.

2.2.1. Sistemas de comunicación.

Un sistema de comunicación transmite información de su fuente a un destino distante. En la Figura 2.4 se muestran los elementos esenciales de un sistema de comunicación incluyendo contaminantes no deseados [7].

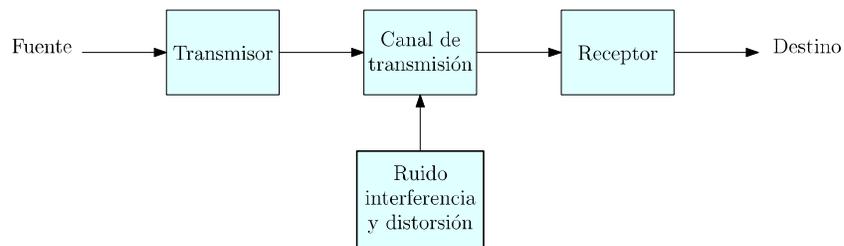


Figura 2.4: Elementos de un sistema de comunicación.

- *Transmisor:* Procesa la señal de entrada para producir una señal transmitida adecuada a las características del canal de transmisión. El procesamiento de la señal casi siempre involucra modulación y algunas veces codificación.
- *Canal de comunicación:* Es el medio eléctrico por el que viajan las señales entre transmisor y receptor. Éste puede ser un par de cables, cable coaxial, ondas de radio frecuencia o fibra óptica. Todos los canales introducen una cantidad de pérdida de transmisión o atenuación, por lo que la potencia de la señal decrece progresivamente conforme la distancia aumenta.
- *Receptor:* Construye la señal de salida a partir de la señal recibida mediante el canal de comunicación. Las operaciones del receptor incluyen amplificación, demodulación y en ocasiones decodificación, además de filtrado.
- *Distorsión, interferencia y ruido:* Son efectos indeseados que surgen en el curso de la señal de transmisión, 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.

2.2.2. PLC.

La comunicación sobre líneas eléctricas (PLC por sus siglas en inglés *Power Line Communications*) reutiliza la infraestructura eléctrica, cuyo propósito principal es suministrar potencia eléctrica, con fines de comunicación. En comparación con la señal de potencia, la PLC utiliza señales de alta frecuencia que van desde los cientos de hertz hasta los cientos de mega hertz [8]. La amplia gama de frecuencia está relacionada con los diferentes tipos de aplicaciones, la velocidad de comunicación de datos requeridos y las topologías de la red de comunicación empleadas [9].

La PLC ofrece considerables ventajas cuando es comparada con otras tecnologías de comunicación tanto cableadas como inalámbricas, la siguiente tabla muestra las principales [10].

Tabla 2.1: Principales ventajas de la PLC sobre otras tecnologías.

Ventajas de la PLC sobre otras tecnologías	
Ubicuidad	PLC provee soluciones ubicuas. El uso de las existentes instalaciones eléctricas hace a la PLC superior sobre otras tecnologías cableadas y permite conexión remota.
Costo	PLC provee comunicación a bajo costo debido a que explota la infraestructura ya existente.
Impacto ambiental	El despliegue de PLC no tiene un impacto en el ambiente. Ni antenas ni cableado adicional es requerido para su actividad.
Tecnología en desarrollo	La PLC es una tecnología en florecimiento. A pesar de que no hay un estándar global aún, es seguro y confiable y cuenta con requerimientos QoS.

Las ventajas ofrecidas por la PLC han hecho que un gran número de soluciones de automatización en la industria y en el hogar estén basadas en esta tecnología [11]. Al reutilizar la infraestructura ya existente de alguna instalación eléctrica, elimina el gasto innecesario y las dificultades técnicas de la instalación de nuevo cableado y logra penetrar la señal dentro de todo el inmueble lo que habilita una tecnología tipo *plug and play*.

2.2.3. Líneas eléctricas como canal de comunicación.

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 [9] 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 [12].

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 un sin fin de dispositivos de diversas características que influyen la respuesta del canal e introducen perturbaciones [9]. La literatura muestra diferentes alternativas para para afrontar mencionada problemática, pudiéndose clasificar 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. En [13], [14] y [15] se encuentran modelos respectivos a cada clase.

2.2.4. Perturbaciones y ruido.

Las perturbaciones externas en la comunicación sobre líneas eléctricas representan cualquier tipo de señal no deseada que no es causada por los dispositivos conectados a determinada red eléctrica, como podría ser ruido conducido viniendo a través de conexiones a otras instalaciones eléctricas y ondas de radio frecuencia de servicios de radio difusión.

Usualmente las líneas eléctricas tienen un alto y variado nivel de ruido que es la superposición de formas de onda de ruido de diferentes clases. Para redes de bajo voltaje este ruido es generado por aparatos electrónicos, inversores, herramientas de potencia y otros dispositivos.

El ruido en los sistemas de PLC puede ser clasificado de manera general en continuo e impulsivo.

■ Ruido continuo

- *Ruido continuo invariante en el tiempo*: tiene una estructura constante por un gran periodo de tiempo (al menos más de unos cuantos ciclos del voltaje de C.A.). Es posible que incluya el ruido térmico debido a los amplificadores en los receptores.
- *Ruido continuo variante en el tiempo*: Tiene una estructura que cambia en sincronía con el voltaje absoluto de las líneas. Es generado por aparatos con osciladores cuyas fuentes de poder es un voltaje rectificado pero no suavizado, como por ejemplo calentadores de inducción o lámparas fluorescentes.

■ Ruido impulsivo

- *Impulso de ruido cíclico en sincronía con la red eléctrica*: Ruido con forma de onda compuesta de un tren de impulsos con frecuencia de la red eléctrica o el doble. Una causa típica de este ruido son tiristores en atenuadores de luz y motores de escobillas.
- *Impulso de ruido cíclico sin sincronía con la red eléctrica*: Ruido con forma de onda compuesta de un tren de impulsos con frecuencia mucho más alta que la de la red eléctrica. Una causa típica de este ruido es un regulador conmutado.
- *Ruido de impulso aislado*: Es compuesto de impulsos que ocurren aleatoriamente en el tiempo, frecuentemente con un largo intervalo de duración. Este ruido es causado cuando un interruptor interrumpe el suministro de C.A.

2.2.5. Compatibilidad electromagnética.

La compatibilidad electromagnética (EMC por sus siglas en inglés *electromagnetic compatibility*) es una consideración importante y no trivial para la operación de sistemas PLC. Un dispositivo PLC puede ser víctima o fuente de interferencias.

En papel de víctima de interferencia, un dispositivo PLC está sujeto a muchos fenómenos electromagnéticos, tanto naturales como artificiales, siendo los más importantes los siguientes.

- *Descarga electrostática*: Una persona con carga eléctrica acumulada introduce un rápido transitorio de corriente a un objeto aterrizado cuando lo toca. Este pulso de corriente puede perturbar o dañar componentes electrónicos.
- *Ráfagas transitorias*: Rápidos transitorios producidos por actividades de conmutación en la instalación como los producidos por interruptores mecánicos.
- *Sobretensiones*: Rayos pueden producir sobretensiones en una red eléctrica durante un tiempo mayor que en otros fenómenos de ráfagas transitorias. Los fabricantes de productos electrónicos típicamente agregan varistores o circuitos de sobretensión en sus circuitos de potencia para absorber una mayor parte de este pulso de energía. Para los dispositivos PLC la gran capacitancia de los varistores atenuará la señal PLC.
- *Campos electromagnéticos de radio frecuencia*: Campos electromagnéticos producidos por radio transmisores tanto estacionarios como móviles.

Por otra parte, la señal PLC puede ser radiada de la línea y podría causar interferencia en radio receptores cercanos. Para instalaciones de bajo voltaje dentro de edificios donde la comunicación es usada solo de punto a punto entre dos módems, la interferencia producida por el PLC no sería una problemática a abordar [9].

2.2.6. Acopladores.

Un acoplador de PLC permite conectar un modem de PLC a líneas eléctricas de potencia e inyectar una señal para ser transmitida dentro de la línea, también permite recuperar la señal inyectada para ser recibida de la línea eléctrica con una adecuada relación señal/ruido que permite decodificar sin errores la señal.

Básicamente, un acoplador a red es un filtro pasa altas o pasa banda que rechaza los 50/60 Hz y permite el flujo de las señales PLC moduladas. Los acopladores de PLC deben proveer una baja pérdida de inserción para las señales PLC y proveer suficiente atenuación para los voltajes de red, de manera que estos voltajes no presenten peligro para los humanos y el equipo y permite al modem la habilidad de demodular las señales PLC. El acoplador necesita proveer aislamiento eléctrico entre la línea y la salida del acoplador. Normalmente esto es hecho incluyendo un transformador como parte del acoplador. Los acopladores pueden de tipo capacitivo o inductivo [9].

Los acopladores capacitivos son convenientes de usar cuando el conductor activo de la línea está accesible, como es el caso de las líneas aéreas. Para su instalación, el acoplador es conectado directamente a la línea activa de la línea. Para líneas de LV y MV el operador puede fijar los acopladores sin necesidad de interrupción de energía.

Cuando el conductor activo de una línea tiene material aislante cubriéndolo es más difícil conectar un acoplador capacitivo, en este caso un acoplador inductivo es más fácil de fijar a la línea. El acoplador inductivo consiste en una toroide de ferrita con un inductor. En muchos casos no es necesario interrumpir la energía de la línea. EL capacitor inductivo es básicamente un simple transformador que está ubicado en serie con la línea.

2.3. Líneas eléctricas residenciales en México.

2.3.1. Instalación eléctrica residencial.

La instalación eléctrica en el edificio del consumidor residencial es encargada de interconectar dispositivos para la administración de la energía y está comunicada con la compañía eléctrica suministradora [16] e involucra numerosos cables interconectados a manera de árbol y desplegados del panel principal a los enchufes [15].

La Figura 2.5 muestra un ejemplo de la topología de una red eléctrica residencial en la cual se aprecian para propósitos de comunicación sobre líneas eléctricas el interruptor principal, puntos de ramificación o nodos y líneas eléctricas.

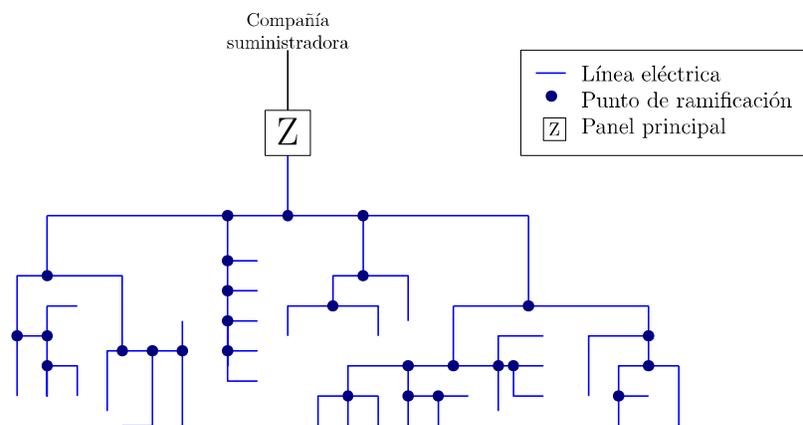


Figura 2.5: Ejemplo de topología de una red eléctrica residencial.

2.3.2. Voltaje en redes eléctricas residenciales.

En México, la compañía encargada de suministrar y regular el uso de energía eléctrica es la Comisión Federal de Electricidad (CFE) y establece parámetros para el voltaje presente en las redes eléctricas. En la Figura 2.6 se muestran dos periodos de la tensión nominal presente entre una fase y el neutro de una red eléctrica residencial y en la tabla 2.2 se exponen algunas de sus características según las tensiones normalizadas por [17].

Tabla 2.2: Características de voltaje fase-neutro.

Características de señal de voltaje fase-neutro		
Característica		valor
V_t	Voltaje en el tiempo	$169.7 \sin(377t)$
f	Frecuencia	60 Hz
T	Periodo	16.6 mS
V_p	Voltaje pico	169.7 V
V_{pp}	Voltaje pico-pico	339.4 V
V_{rms}	Voltaje eficaz	120 V
V_m	Voltaje promedio	0 V

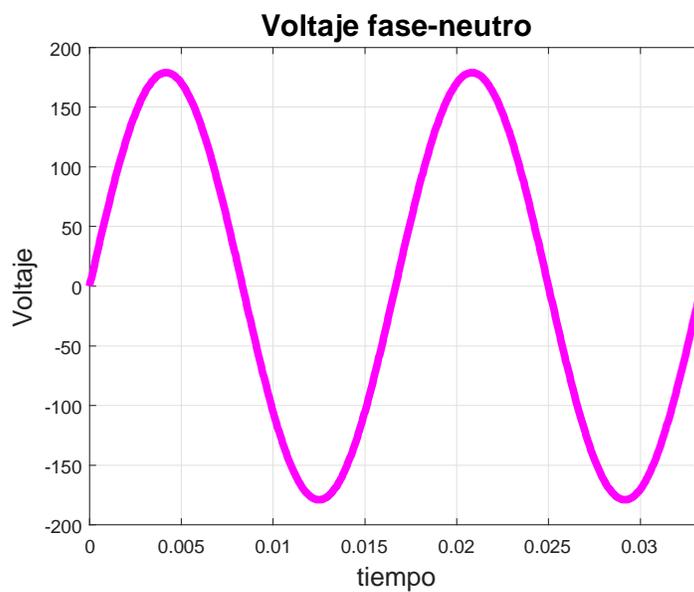


Figura 2.6: Señal de voltaje fase-neutro en red eléctrica residencial.

Capítulo

3

Electrónica de control

La finalidad de este capítulo es exponer tópicos oportunos para el desarrollo del sistema de control para motor de C.D. Son tratados conceptos teóricos tales como el divisor de tensión, la respuesta del circuito serie CR y la modulación PWM, en ocasiones pertinentes se proporcionan ecuaciones adecuadas. También, se revisan algunos componentes electrónicos como diodos, timers, amplificadores operacionales y el MOSFET.

3.1. Conceptos y componentes electrónicos.

3.1.1. Divisor de tensión.

Un divisor de tensión es una configuración de circuito eléctrico en el cual el voltaje de entrada V_{in} se distribuye entre una o más impedancias conectadas en serie. En la Figura 3.1 se muestra el caso particular de un divisor de tensión cuando ambas impedancias son puramente resistivas y mediante la ecuación 3.1 se puede calcular V_{R_2} .

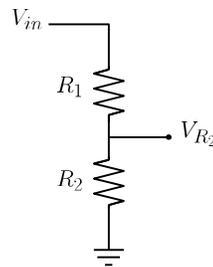


Figura 3.1: Divisor de tensión.

$$V_{R_2} = V_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.1)$$

3.1.2. Respuesta al escalón del circuito CR en serie.

El circuito CR serie es una configuración de circuito eléctrico de un resistor R y un capacitor C conectados en serie como el mostrado en la Figura 3.2.

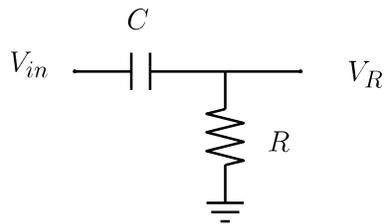


Figura 3.2: Circuito CR en serie.

Si el circuito es sometido a un cambio abrupto de V_{in} y en ese instante es establecido un tiempo inicial $t = 0$, la ecuación 3.2 determina V_R a través del tiempo, donde la constante τ es directamente proporcional a los valores de los componentes empleados e inversamente proporcional al tiempo en que el sistema alcanza el estado estacionario. El estado estacionario se alcanza prácticamente en un tiempo $t = 5\tau$. La Figura 3.3 muestra la respuesta al escalón unitario para diferentes valores de τ con un $V_C(0) = 0$.

$$V_R(t) = [V_{in} - V_C(0)]e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.2)$$

$$\tau = RC \quad (3.3)$$

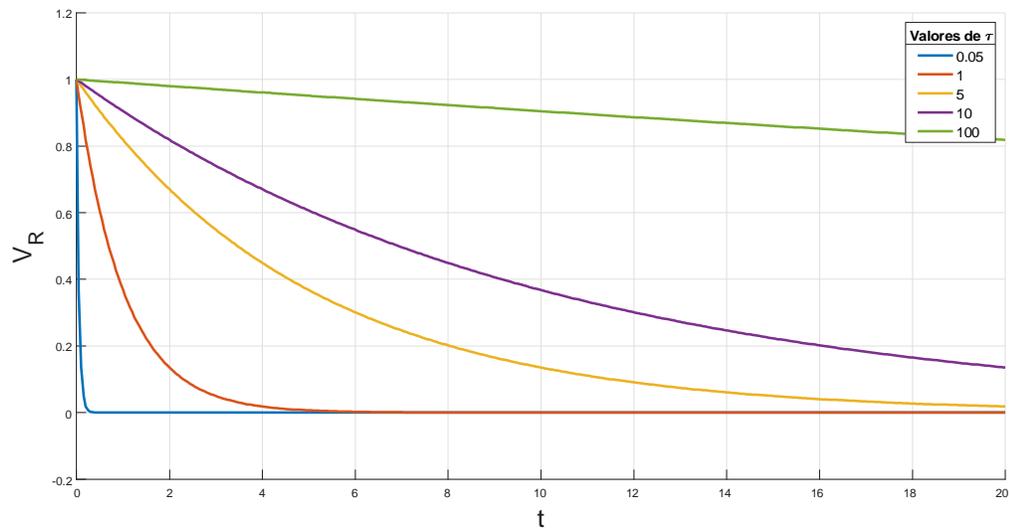


Figura 3.3: Respuesta a escalón de circuito CR.

Si V_{in} es un tren de pulsos y los componentes son seleccionados de tal manera que la constante de tiempo τ sea pequeña comparada con el ancho de pulso de la señal de entrada, el circuito actúa como un diferenciador con salida en V_R . Cuando hay una transición de subida en V_{in} el capacitor C comienza a cargarse, lo que implica un comportamiento V_R de forma exponencial decreciente. Cuando hay una transición de bajada en V_{in} el capacitor C comienza a descargarse sobre R , lo que implica un comportamiento V_R de forma exponencial decreciente, pero comenzando en un valor de voltaje negativo.

En la Figura 3.4 se muestra un circuito CR con una entrada correspondiente a un tren de pulsos que fue simulado en MATLAB dentro del entorno Simulink. La tabla 3.1 muestra los valores utilizados para la simulación y la Figura 3.5 presenta las señales de interés de la simulación.

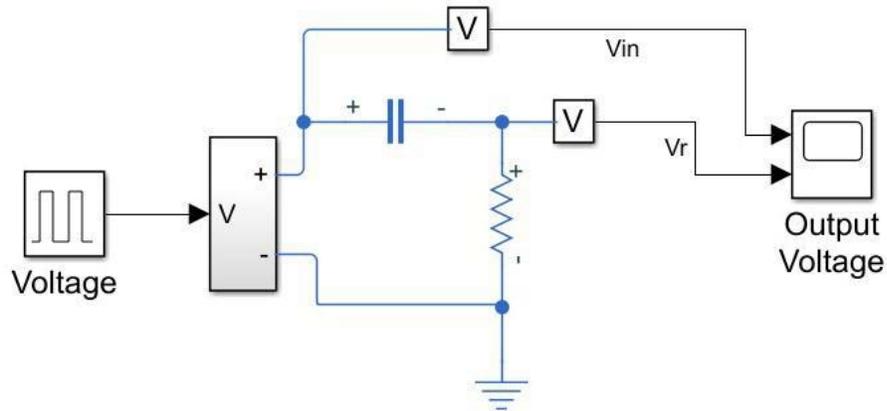


Figura 3.4: Circuito CR de simulación.

Tabla 3.1: Valores de interés utilizados en simulación de circuito CR.

Componentes de circuito CR simulado		
Característica		valor
C	Capacitor	$0.047 \mu\text{F}$
R	Resistencia	100Ω
F_{Vin}	Frecuencia de voltaje de entrada	5 kHz
D_{Vin}	Ciclo de trabajo de voltaje de entrada	0.5
Amp_{Vin}	Amplitud de voltaje de entrada	1

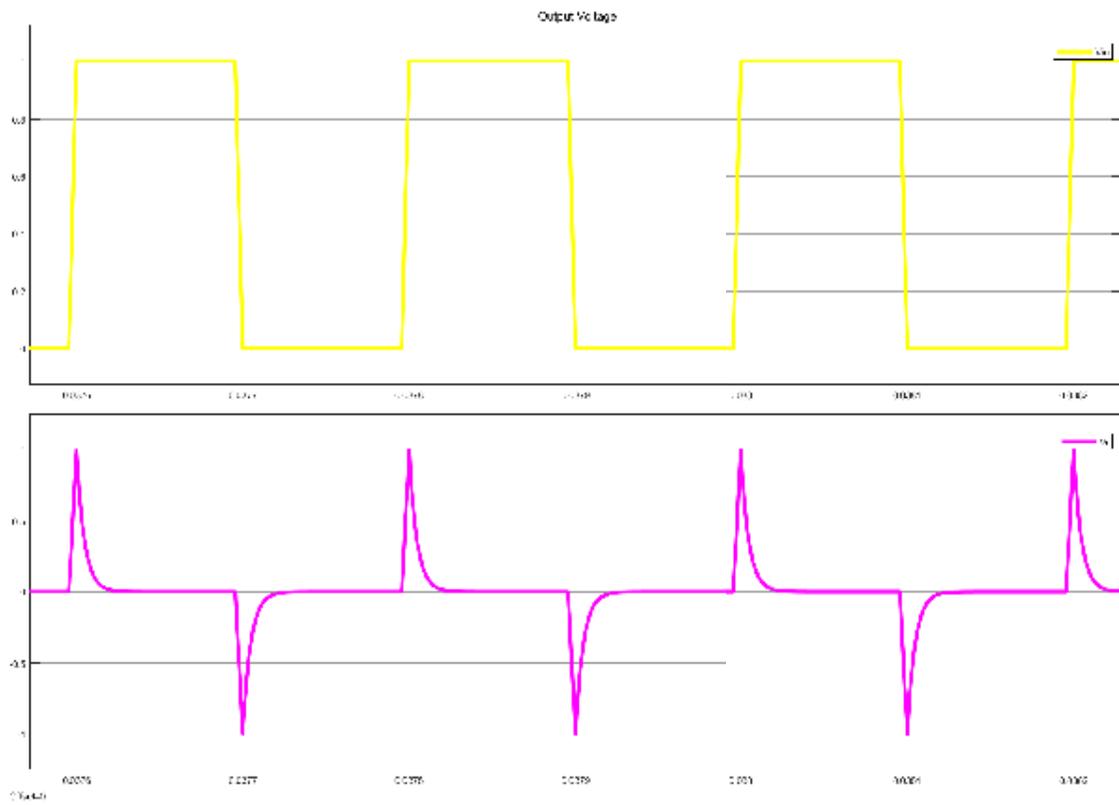


Figura 3.5: Señales de interés de simulación de circuito CR.

3.1.3. Diodos.

Un diodo es un componente electrónico semiconductor de dos terminales denominadas ánodo y cátodo. El flujo de corriente solo es posible de ánodo a cátodo, mientras que si se intenta hacer fluir una corriente en sentido contrario, ésta quedará bloqueada si se siguen las recomendaciones indicadas por el fabricante del dispositivo.

Existen diferentes tipos de diodos que pueden diferir en su estructura de materiales y que tienen características eléctricas particulares usados para una aplicación especial en un circuito. El término diodo es utilizado para referirse al diodo semiconductor normal (DSN) cuyo desempeño no presenta ninguna característica en particular. En la Figura 3.6 se muestra el símbolo de diferentes tipos de diodos.

El diodo zener es un tipo particular de diodo que cuando se le aplica un voltaje positivo al cátodo con respecto al ánodo el diodo mantendrá un voltaje constante entre sus terminales denominado voltaje zener V_Z .

El diodo schottky tiene como una de sus características poder conmutar entre los estados de conducción y bloqueo de manera muy rápida en comparación con otros tipos de diodos.

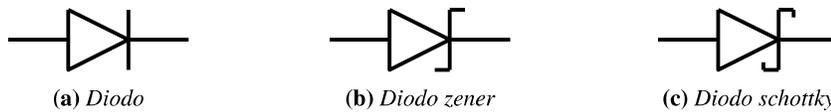


Figura 3.6: Símbolos de diodos.

3.2. Señales digitales.

3.2.1. PWM.

La modulación por ancho de pulsos (PWM por sus siglas en inglés *pulse-width modulation*) es una técnica que permite representar información a través de la modificación del ciclo de trabajo de una señal periódica. La señal empleada es un tren de pulsos como se muestra en la Figura 3.7.

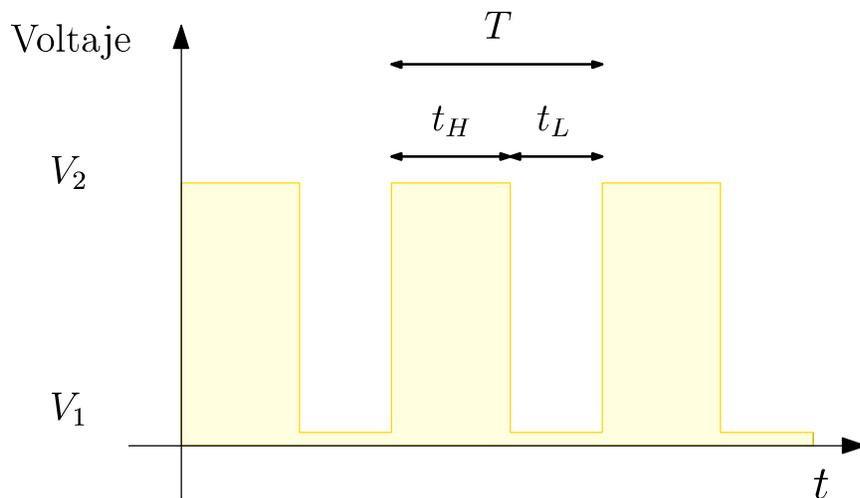


Figura 3.7: Señal PWM.

Una señal PWM tiene solo 2 estados, o alto o bajo, y un tiempo de duración para cada uno de ellos. El ciclo de trabajo D de la señal es definido y expresado como se muestra en la ecuación 3.4. Se muestran en las ecuaciones 3.5 y 3.6 relaciones de interés respecto al periodo T y a la frecuencia f .

$$D = \frac{t_H}{T} \quad (3.4)$$

$$T = t_H + t_L \quad (3.5)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (3.6)$$

La PWM es 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 [18] y pueden ser generadas con facilidad a partir de electrónica analógica y/o digital.

3.2.2. Oscilador astable.

Un oscilador astable es capaz de generar una señal periódica que conmuta de manera continua entre dos estados, permaneciendo en ellos un tiempo determinado. La configuración expuesta en la Figura 3.8 del circuito integrado LM555 lo habilita como oscilador astable.

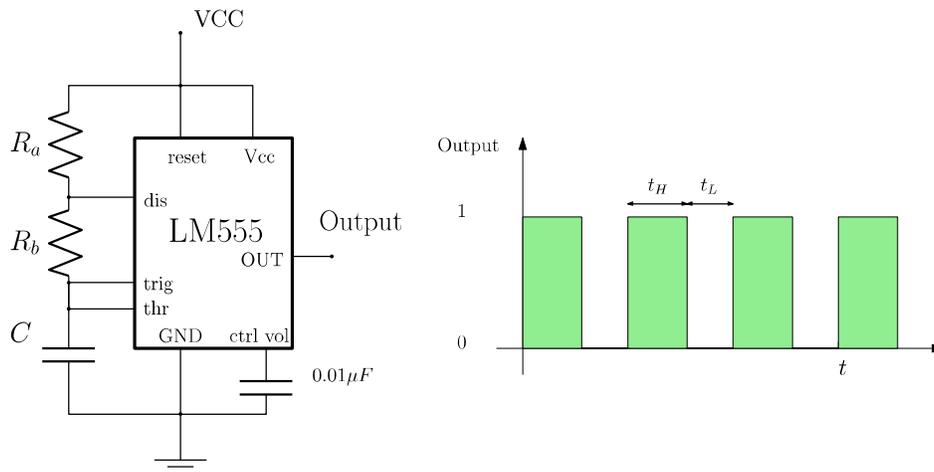


Figura 3.8: Oscilador astable LM555.

Los parámetros de interés de la señal generada por el LM555 como oscilador astable son tiempo en alto t_H , tiempo en bajo t_L , periodo T y frecuencia f y son determinados por los valores de los componentes empleados como es expuesto en las ecuaciones 3.7, 3.8, 3.9 y 3.10 respectivamente.

$$t_H = 0.693(R_a + R_b)C \quad (3.7)$$

$$t_L = 0.693(R_b)C \quad (3.8)$$

$$T = t_H + t_L \quad (3.9)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (3.10)$$

3.2.3. Multivibrador monoestable impulsado.

El multivibrador monoestable de funcionamiento impulsado es un circuito capaz de generar una salida de un solo estado a partir de una señal de disparo. El LM555 puede ser configurado para este fin como se muestra en la Figura 3.9.

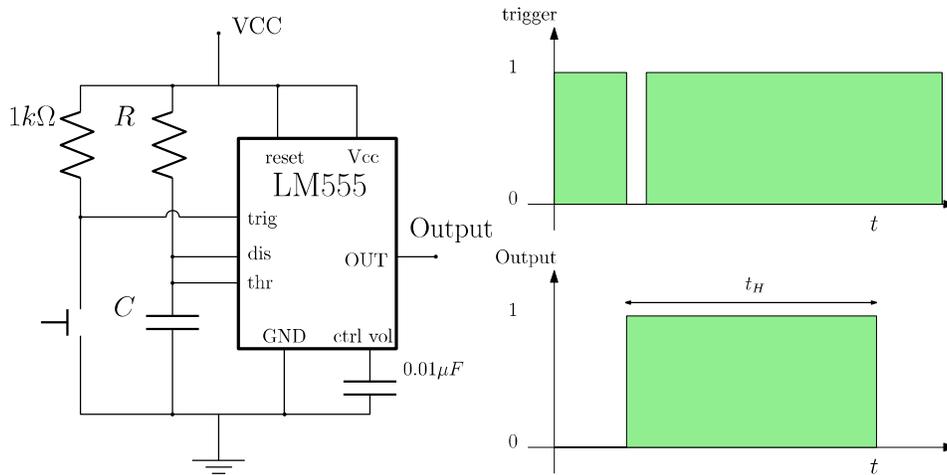


Figura 3.9: Configuración monostable LM555.

Cuando la señal de *trigger* es interrumpida se obtiene en la salida un pulso en alto t_H durante un tiempo determinado por los valores de los componentes empleados como se expresa en la ecuación 3.11

$$t_H = 1.1RC \quad (3.11)$$

Cuando el monoestable es disparado, el voltaje en el capacitor C incrementa exponencialmente durante un tiempo igual a t_H llegando a ser igual a $\frac{2}{3}V_{CC}$ y en ese momento un comparador interno descarga al capacitor, lo que implica que el estado de la salida sea bajo. Mientras la salida del circuito esté en alto, un disparo posterior no afectará la duración de la salida. Si en la terminal de control de voltaje $ctrl\ vol$ es suministrado un voltaje, la duración del pulso de salida es modificado pudiendo ser de mayor o menor duración que lo que establece la ecuación 3.11, dependiendo si el voltaje suministrado a $ctrl\ vol$ es mayor o menor a $\frac{2}{3}V_{CC}$.

3.3. Electrónica analógica.

3.3.1. Comparador de voltaje inversor.

El amplificador operacional puede ser utilizado como comparador de voltaje para determinar cuál de sus dos entradas es mayor, esto, aunque la diferencia entre ellas sea muy pequeña. En la Figura 3.10 se muestra la configuración correspondiente al comparador de voltaje inversor.

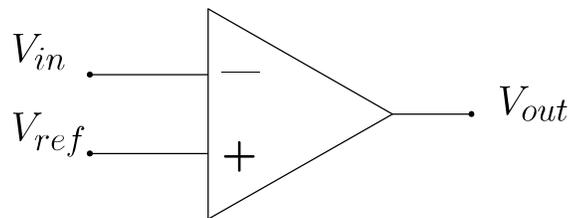


Figura 3.10: Comparador de voltaje inversor.

La salida del comparador está gobernada bajo las siguientes condiciones:

$$V_{out} = \begin{cases} -V_{sat} & \text{si } V_{in} > V_{ref} \\ V_{sat} & \text{si } V_{in} < V_{ref} \end{cases} \quad (3.12)$$

3.3.2. Amplificador no inversor.

El amplificador no inversor permite obtener una señal de salida con la misma forma de onda, pero con diferente amplitud con respecto a una señal de entrada en términos de una ganancia G . El amplificador operacional puede ser configurado como amplificador no inversor como se muestra en la Figura 3.11.

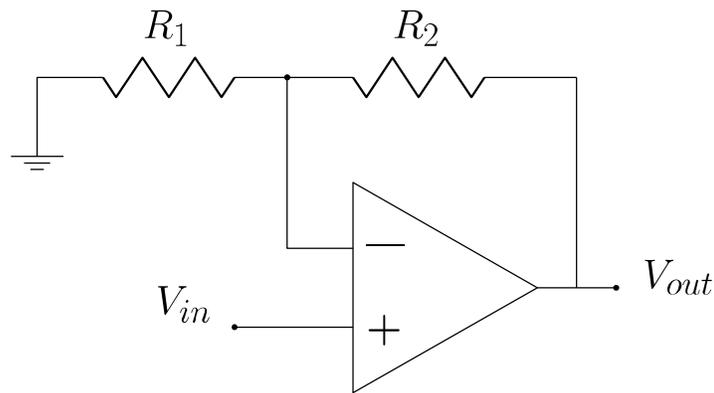


Figura 3.11: Amplificador no inversor.

Las ecuaciones de interés se muestran a continuación.

$$V_{out} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.13)$$

$$G = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \quad (3.14)$$

La ecuación 3.13 es válida siempre y cuando V_{out} no sobrepase el voltaje de saturación, de lo contrario, el $V_{out} = V_{sat}$.

3.3.3. Filtro CR pasa altas.

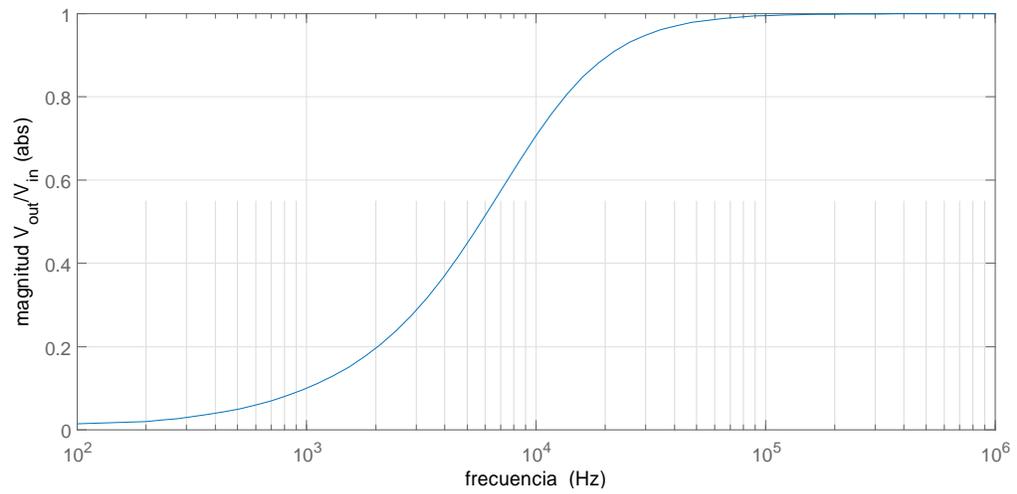
Idealmente este tipo de filtro eléctrico atenúa señales de hasta una determinada frecuencia, llamada frecuencia de corte f_c , para luego dejar pasar con la misma intensidad al resto de las frecuencias más altas, también produce un desfase θ de la salida con respecto a la entrada que también es función de la frecuencia. La forma más sencilla de un filtro pasa altas consta de un circuito CR como el que se muestra en la Figura 3.2. Las ecuaciones 3.15 y 3.16 permiten calcular parámetros de interés del filtro CR pasa altas.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.15)$$

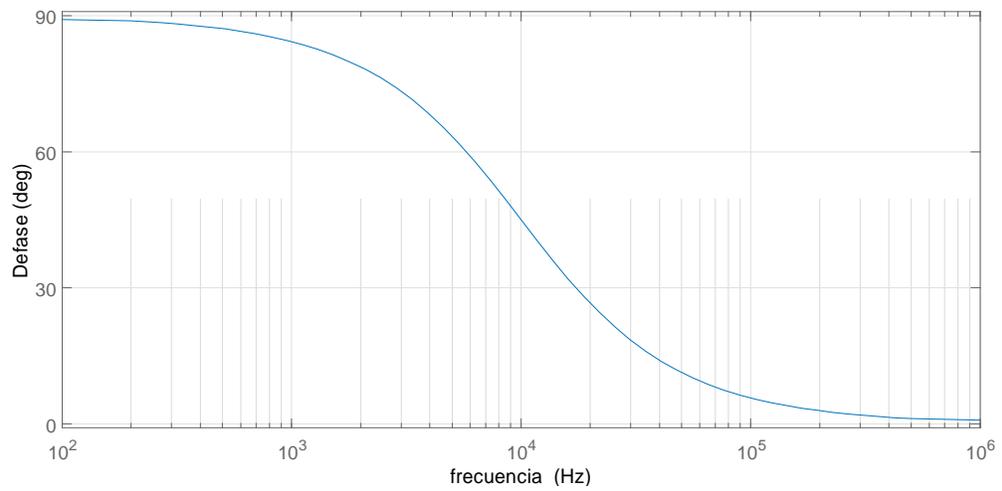
$$\theta = \arctan \frac{f_c}{f} \quad (3.16)$$

El comportamiento ideal del filtro mencionado dista de manera significativa del comportamiento obtenido en la práctica. En base a su función de transferencia en el dominio de Laplace, mostrada en la ecuación 3.17, es posible realizar un análisis que describa mejor la relación de ganancia salida-entrada y el desfase generado por los parámetros del filtro como se muestra en el diagrama de Bode de la Figura 3.12.

$$H(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{RC}} \quad (3.17)$$



(a) Magnitud de relación salida-entrada



(b) Defase de relación salida-entrada

Figura 3.12: Diagrama de Bode de filtro pasa altas con $f_c = 10\text{kHz}$.

3.4. Electrónica de potencia.

3.4.1. MOSFET.

EL MOSFET es un dispositivo de conmutación controlado por voltaje que requiere sólo de una pequeña corriente de entrada y es un componente clave en aplicaciones de alta frecuencia y eficiencia. Los MOSFETS pueden ser, según su estructura interna, tipo N y tipo P de empobrecimiento y enriquecimiento, siendo el tipo N de enriquecimiento el más empleado.

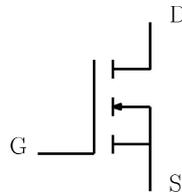


Figura 3.13: Símbolo de MOSFET canal N de enriquecimiento.

El objetivo dentro del uso del MOSFET es emplearlo de tal manera que se logre la conmutación entre los estados de resistencia más bajo y más alto en el periodo de tiempo más corto posible. Dentro de los parámetros más importantes del dispositivo se encuentran enunciados en la tabla 3.2

Tabla 3.2: Características de interés del MOSFET.

Principales parámetros característicos del MOSFET	
V_{DS}	Voltaje máximo drenaje-fuente
V_{GS}	Voltaje compuerta-fuente
$V_{GS(th)}$	Voltaje umbral compuerta-fuente
I_D	Corriente de drenaje continua
I_{DM}	Corriente de drenaje pulsada
$R_{DS(on)}$	Resistencia drenaje-fuente en conducción

3.4.2. 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.

En la selección del circuito manejador adecuado para una aplicación específica son necesarias tres consideraciones. Primero, analizar la conveniencia respecto a la salida del manejador como unipolar o bipolar, en segundo lugar preguntarse si es necesario aislamiento eléctrico entre los circuitos de control y el interruptor y por último la necesidad de la salida de circuito manejador en paralelo o en serie con el interruptor [19].

3.4.3. Red snubber.

Si un convertidor electrónico de potencia lleva a un semiconductor a condiciones de operación que sobrepasan o quedan muy cerca de los valores recomendados por su fabricante hay dos maneras de afrontar esta problemática. La primera es reemplazar el dispositivo con otro que asegure su correcto desempeño ante las condiciones de operación dadas y la segunda es agregar un circuito *snubber*.

La función de un circuito *snubber* es reducir el estrés eléctrico a un dispositivo durante un proceso conmutación a niveles que estan dentro de los valores recomendados para el dispositivo en cuestión, siendo objetivo específico alguno de los siguientes

- Limitar el voltaje aplicado al dispositivo durante el transitorio a estado cerrado.
- Limitar la corriente del dispositivo durante el transitorio a estado cerrado.
- Limitar la velocidad de cambio (di/dt) de corrientes a través del dispositivo.
- Limitar la velocidad de cambio (dv/dt) de voltaje en el dispositivo.
- Trazar la trayectoria de conmutación del dispositivo.

Capítulo

4

Diseño del sistema

En este capítulo se presenta el sistema empleado con el fin de controlar un motor de C.D. de manera remota a través de una línea de C.A. Son presentadas de manera secuencial las etapas involucradas en el sistema y cada una es descrita en cuanto a funcionamiento, fin, componentes empleados y consideraciones para su correcta operación.

4.1. Descripción general.

Con el fin de establecer el control de velocidad sobre un motor de C.D. en conexión *shunt* de tal manera que los parámetros del desempeño sean fijados de manera remota empleando una línea de C.A. como canal de comunicación, fue diseñado un sistema de control en lazo abierto en el que la entrada al sistema es un voltaje proporcional a la velocidad deseada en el motor que es establecido mediante la variación de un potenciómetro y la salida es, naturalmente, la velocidad del motor.

En la Figura 4.1 se muestra el diagrama a bloques del sistema de control remoto para motor de C.D. sobre la línea de C.A. Una señal PWM de frecuencia de 5 kHz con información referente a la velocidad deseada de un motor de C.D. es generada e inyectada a la línea de C.A. de una instalación eléctrica residencial mediante un acoplador, posteriormente, se extrae la señal de alta frecuencia y la información impacta en la velocidad del motor. El sistema involucra un subsistema transmisor, un subsistema receptor y un subsistema de potencia, cada uno con etapas intermedias en ellos. Cada subsistema será descrito a detalle en las secciones siguientes.

El sistema envía la señal de control a través de la línea y el neutro dentro de una instalación eléctrica de bajo voltaje sin que se vea perjudicado por *la señal de potencia* ahí presente. El rango de las ganancias dentro del receptor ha sido establecido teniendo en cuenta una distancia entre los puntos de inyección de señal y extracción de señal de la línea de al menos 10 m y que entre dichos puntos no existan nodos intermedios.

La señal generada originalmente en el transmisor es una señal de onda cuadrada, posteriormente su forma de onda sufre alteraciones debido a diversos circuitos del transmisor y a la impedancia del medio de comunicación empleado. De manera ideal, la señal inyectada en la línea tendría la forma de onda de la salida de un circuito CR en respuesta a un tren de pulsos como la mostrada en la Figura 3.5, y esa misma señal sería extraída de la línea por el receptor. Sin embargo, debido a la impedancia de la línea empleada, la forma de onda extraída por el receptor podría variar, más aún, se espera una pérdida natural en la amplitud de la señal.

Las alteraciones de la señal recibida en el receptor con respecto a la señal originalmente inyectada en la línea están en relación directa a las condiciones de la instalación eléctrica utilizada, en consecuencia, el sistema ha sido habilitado para modificar algunos parámetros en las etapas de amplificación de señal, reconstrucción de señal e inversión de señal con detección de falso

uno, con el objetivo de poder adecuar el sistema a las condiciones de un ambiente cambiante.

La velocidad deseada en el motor es representada en el sistema por el complemento del ciclo de trabajo D de la señal PWM generada en el transmisor. La etapa de potencia se encarga de suministrar el voltaje al motor de C.D. de manera regulada y por lo tanto su velocidad también está con relación al voltaje de C.D. que alimente al motor. El ciclo de trabajo es regulado con un potenciómetro dispuesto en el transmisor y puede variar desde un 12 % hasta un 84 %. Para un paro total del motor se debe para interrumpir la generación de señal PWM mediante un interruptor dispuesto en el transmisor. La velocidad de salida en el motor será el porcentaje (complemento de D) de la velocidad que se obtendría si el motor no recibiera el voltaje regulado del sistema, sino más bien todo el voltaje de la fuente de alimentación del motor, es decir, el porcentaje de la velocidad máxima posible según la fuente de alimentación del motor.

Tabla 4.1: Relación de velocidad deseada y D de señal PWM generada en transmisor.

% de velocidad máxima	D de señal PWM generada
80 %	0.2
70 %	0.3
60 %	0.4
50 %	0.5
40 %	0.6
30 %	0.7
20 %	0.8
0 %	0

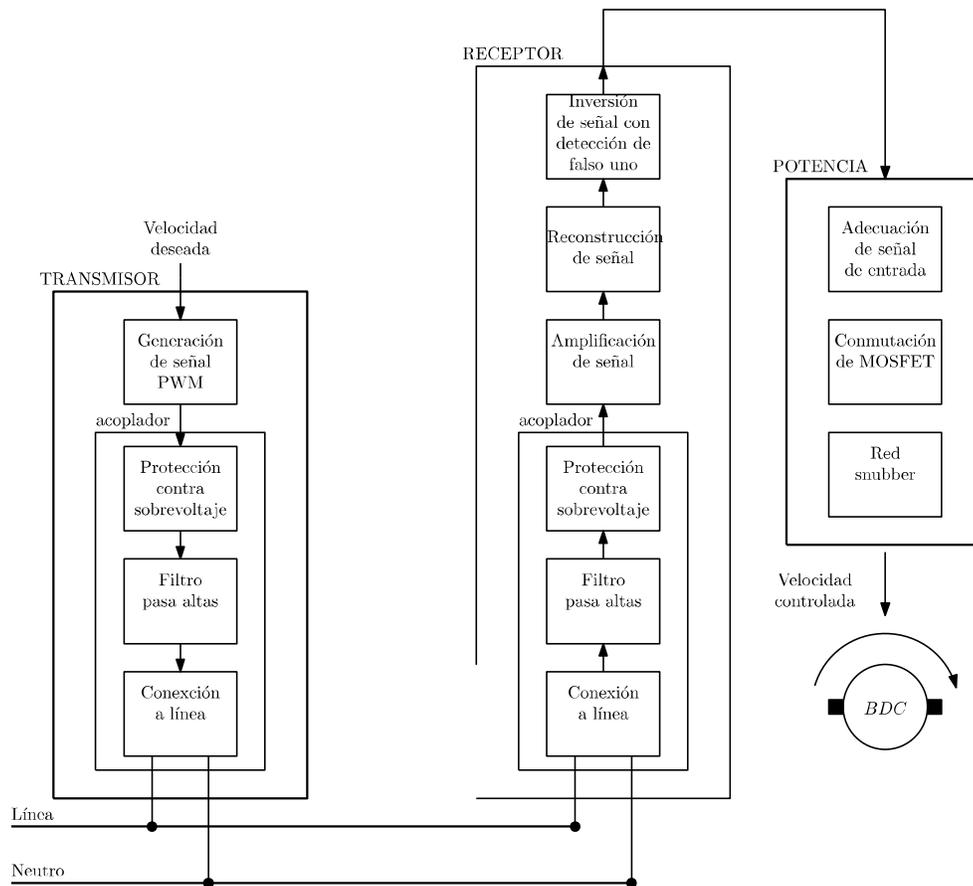


Figura 4.1: Diagrama a bloques del sistema.

4.2. Transmisor.

4.2.1. Generación PWM.

Para la generación de la señal PWM se emplearon un oscilador astable y un multivibrador monoestable en cascada como se muestra en la Figura 4.2, de esta manera el tren de pulsos de salida en el oscilador astable se encarga de disparar continuamente al multivibrador monostable. Se empleó el *timer* doble LM556 dado que reduce espacio, conexiones y componentes.

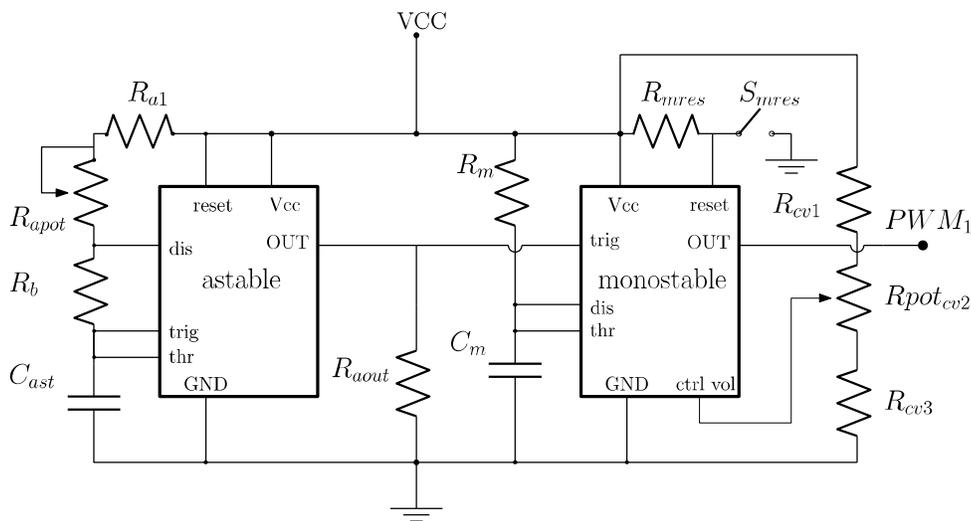


Figura 4.2: Circuito generador de señal PWM.

Los componentes del oscilador astable fueron seleccionados para que su frecuencia de operación fuera $f = 5kHz$ con un $t_H = 196\mu s$ y un $t_L = 3.44\mu s$ según las ecuaciones 3.10, 3.7 y 3.8, respectivamente. En cuanto al multivibrador monostable, fue configurado con un $t_H = 74.8\mu s$ conforme a la ecuación 3.11. Se muestran en tabla 4.2 los valores de los componentes empleados en la circuitería de generación de señal PWM_1 .

La configuración del monoestable empleada difiere de la mostrada en el apartado 3.2.3 en cuanto a la habilitación de la terminal de control de voltaje. Variando el voltaje de control desde $0.32V_{cc}$ hasta $0.95V_{cc}$ mediante la terminal variable de $R_{pot_{cv2}}$ es posible manipular el ancho de pulso de la salida desde un valor mínimo $D_{min} = 0.12$ hasta un máximo $D_{max} = 0.84$ sin romper la sincronía entre los dos *timers*.

Tabla 4.2: Componentes de etapa de generación de señal.

Componentes de generación de señal		
Componente		valor
IC	Timmer doble	LM556
R_{a1}	Resistencia astable a fija	1.5 k Ω
R_{apot}	Resistencia astable a de potenciómetro	26.9 k Ω
R_b	Resistencia astable b	330 Ω
C_{ast}	Capacitor astable	0.01 μ F
R_{aout}	Resistencia de salida en astable	1.5 k Ω
R_m	Resistencia monostable	6.8 k Ω
C_m	Capacitor monostable	0.01 μ F
R_{mres}	Resistencia de reset monostable	4.7 k Ω
R_{cv1}	Resistencia de control de voltaje 1	820 Ω
$R_{pot_{cv2}}$	Potenciómetro de control de voltaje 2	(0 – 50) K Ω
R_{cv3}	Resistencia de control de voltaje 3	220 Ω
S_{mres}	Interruptor de reset de monostable	-

En el diseño se muestra también un interruptor S_{mres} que conecta la terminal *reset* del oscilador astable a tierra, esto es para interrumpir la generación de la señal PWM_1 , que en la lógica del sistema es interpretado como la orden al motor de mantenerse apagado.

4.2.2. Protección contra sobrevoltaje en transmisor.

Con el fin de proteger a la etapa de generación de señal fue implementado un circuito limitador de sobretensiones o limitador de picos que es encargado de no permitir voltajes tales que provoquen desperfecto o daño total al circuito integrado LM556, así como también para brindar seguridad al operador del transmisor. El limitador de picos fue necesario en vista de que ruido impulsivo de gran amplitud se pudiera introducir en el transmisor proveniente de la línea cuando se conectaba una carga a la red a la que estaba acoplado el transmisor. El agregar la protección contra sobrevoltaje presenta una pérdida mínima con respecto a la amplitud de la señal generada originalmente, es decir PWM_1 , no obstante la señal PWM_2 sirve para los fines deseados.

El limitador de picos consta de 3 diodos zener y un par de resistencias como se muestra en la Figura 4.3. En las tablas 4.3 y 4.4 se muestran los componentes empleados en el circuito y los valores de interés de los zener respectivamente. Se aprovecha la característica de polarización inversa en los diodos zener para limitar el voltaje de PWM_2 al rango descrito en la expresión

4.1. El interruptor S_{ct} fue agregado para habilitar la conexión de la generación de señal al acoplador a línea, en condiciones de operación el interruptor tiene que estar cerrado.

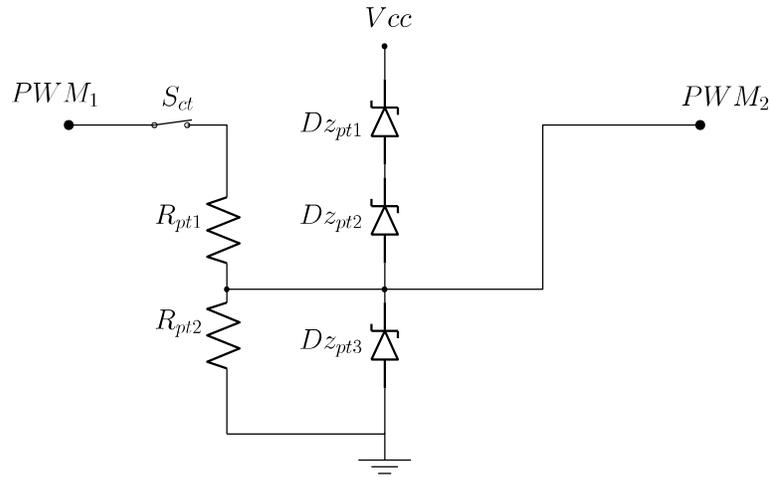


Figura 4.3: Circuito de protección contra sobrevoltaje en transmisor.

Tabla 4.3: Componentes de protección contra sobrevoltaje en transmisor.

Componentes de protección contra sobrevoltaje en transmisor		
Componente		valor
R_{pt1}	Resistencia de protección en transmisor 1	39Ω
R_{pt2}	Resistencia de protección en transmisor 2	680Ω
Dz_{pt1}	Diodo zener de protección en transmisor 1	1N759A
Dz_{pt2}	Diodo zener de protección en transmisor 2	1N759A
Dz_{pt3}	Diodo zener de protección en transmisor 3	1N759A
S_{ct}	interruptor de conexión de transmisor	-

$$-24V \leq PWM_2 \leq 12V \quad (4.1)$$

Tabla 4.4: Características del diodo 1N759A.

Características del 1N759A		
Símbolo	Característica	valor
P_v	Disipación de potencia	500 mW
V_F	Caída de tensión en polarización directa	1.5 V
V_Z	Voltaje zener	12 V

4.2.3. Filtro pasa altas de transmisor.

Para permitir el flujo de altas frecuencias del transmisor a la línea de potencia se diseñó un filtro CR pasa altas de primer orden expuesto en la Figura 4.4. Los valores de los componentes empleados, así como los valores representativos del filtro se sintetizan en la tabla 4.5. Es importante señalar que el capacitor C_{tf} no puede ser del tipo electrolítico debido al cambio de polaridad del voltaje ahí esperado, para el presente diseño se empleó uno de película de poliéster.

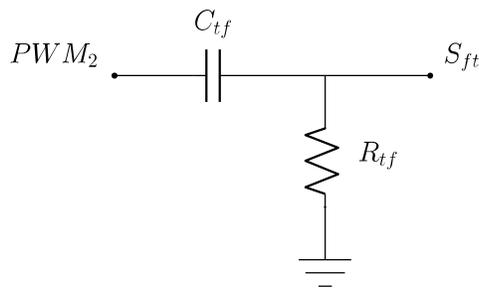


Figura 4.4: Filtro pasa altas de transmisor.

Tabla 4.5: Características filtro de transmisor.

Componentes y valores de interés de filtro de transmisor		
Componente		valor
F_{PWM_2}	Frecuencia de señal PWM_2	5 kHz
F_{sp}	Frecuencia de señal de potencia	60 Hz
C_{tf}	Capacitor de filtro de transmisor	0.047 μ F
R_{tf}	Resistencia de filtro de transmisor	100 Ω

La forma de onda de señal S_{ft} es la respuesta característica del filtro ante una entrada tren de pulsos que está descrita en el apartado 3.1.2.

4.2.4. Conexión a línea en transmisor.

Para la conexión del transmisor a las líneas eléctricas se aprovechó la reactancia presentada por un capacitor que es expresada matemáticamente como se muestra en la ecuación 4.2, de ahí que las señales de alta frecuencia, como la generada en el transmisor, provocan una baja impedancia en el capacitor al pasar a través de él, por el contrario, las señales de baja frecuencia, como la presente en la línea, provocan una alta impedancia en el capacitor al atravesarlo.

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (4.2)$$

En la tabla 4.6 se muestra la impedancia resultante de varios capacitores comerciales ante la frecuencia de la señal S_{ft} y la de la señal de potencia. Se observa que la oposición al flujo de la señal de 5kHz es menor con respecto a la oposición del flujo de la señal de potencia, lo que permite inyectar la señal de alta frecuencia a la línea con un mínimo flujo de voltaje de la línea a la circuitería. El capacitor seleccionado en base a pruebas experimentales fue el de $0.047 \mu\text{F}$.

Tabla 4.6: Impedancia en capacitores ante frecuencias de interés.

Impedancia de capacitores con respecto a frecuencias de interés		
Capacitor	Impedancia a 5 kHz	Impedancia a 60 Hz
$0.001 \mu\text{F}$	$31 \text{ k}\Omega$	$2.6 \text{ M}\Omega$
$0.047 \mu\text{F}$	677Ω	$56 \text{ k}\Omega$
$0.1 \mu\text{F}$	318Ω	$26 \text{ k}\Omega$
$0.47 \mu\text{F}$	67Ω	$5.6 \text{ k}\Omega$
$1 \mu\text{F}$	31Ω	$2.6 \text{ k}\Omega$

El capacitor acoplador C_{at} fue conectado a la salida del filtro pasa altas en una de sus terminales, mientras que su otra terminal fue conectada a la fase de la línea. En lo que respecta al neutro, fue conectado eléctricamente con la tierra del subsistema transmisor como se muestran en la imagen 4.5.

La literatura revisada coincide en que el comportamiento de las líneas eléctricas es similar a una impedancia variable que cambia según la topología particular de la instalación eléctrica, la temperatura, las cargas conectadas a la misma y otros factores sobre los que no es posible tener

control, además, esta impedancia se comporta como si tuviese una fuente de voltaje de C.A. en paralelo, es decir, la señal de potencia. Dicho lo anterior, es posible visualizar la conexión del transmisor y la línea de C.A. como se muestra en la Figura 4.5.

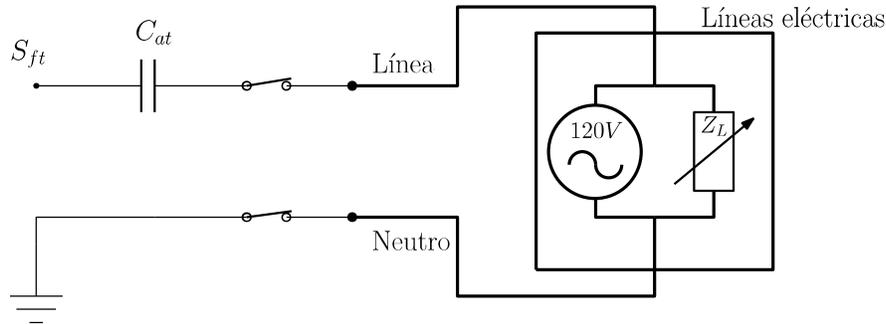


Figura 4.5: Conexión a línea del transmisor.

4.2.5. Integración del transmisor.

La integración del transmisor implica interconectar cada una de las etapas en esta sección descritas. Dichas etapas comparten un voltaje de alimentación y una tierra en comunes, por lo tanto, una única fuente de C.D. es suficiente para alimentar a todo el transmisor.

Si el transmisor es visto no como una fuente de generación de señal, sino más bien como la carga de la señal de potencia presente en la línea, se nota que el transmisor no se encuentra resguardado solo por C_{at} como un elemento aislado ya que la conexión de las etapas conexión a línea, filtro pasa-altas y protección contra sobrevoltajes crean un arreglo de filtros CR en cascada en sentido de línea a generación de señal, logrando así una menor inserción de voltaje de C.A. a la etapa de generación de señal.

En la Figura 4.6 se muestra el transmisor integrando todas las etapas en esta sección discutidas.

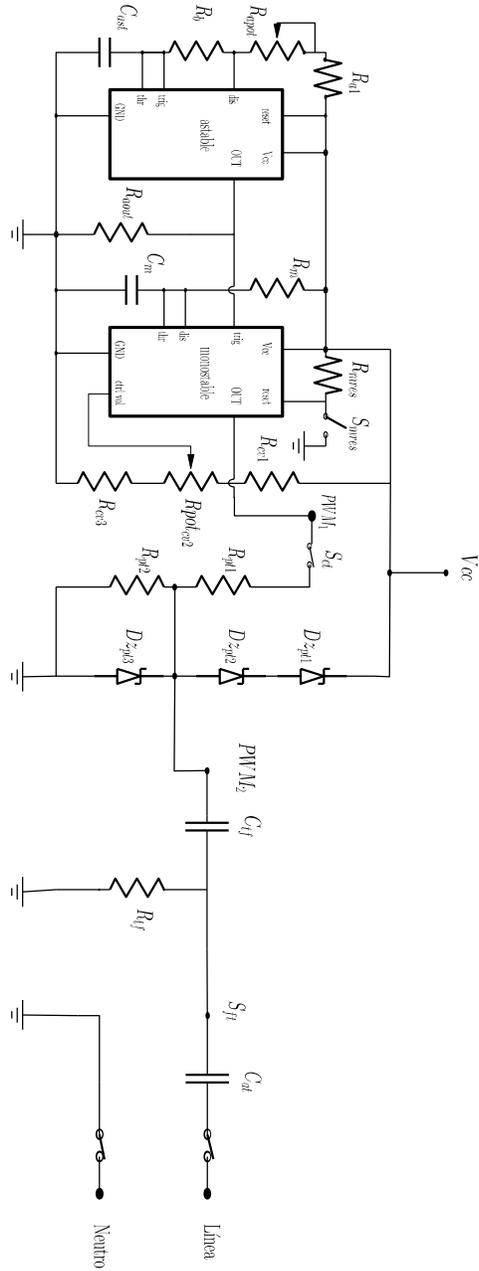


Figura 4.6: Subsistema transmisor.

4.3. Receptor.

4.3.1. Conexión a línea en receptor.

En el diseño de la conexión del transmisor a línea expuesto en el apartado 4.2.4 se aprovechó el efecto de reactancia de un capacitor para rechazar el ingreso de las bajas frecuencias a la circuitería y permitir la salida de altas frecuencias a las líneas eléctricas. En ese caso fue necesario agregar un capacitor adicional debido a que la señal de salida es tomada en paralelo a una resistencia. Ahora bien, para el caso del receptor que debe extraer la señal de alta frecuencia de la línea y verse inmune ante el voltaje ahí presente, no es oportuno considerar un capacitor aislado como método de conexión a línea debido al uso de un filtro pasa altas CR que será descrito en la sección 4.3.2.

Dicho lo anterior, la conexión del receptor a la instalación eléctrica conlleva conectar la fase, portadora de la señal S_{rr} , a la entrada del mencionado filtro, mientras que el neutro es conectado a la tierra del receptor. Esto puede ser apreciado en la Figura 4.7.

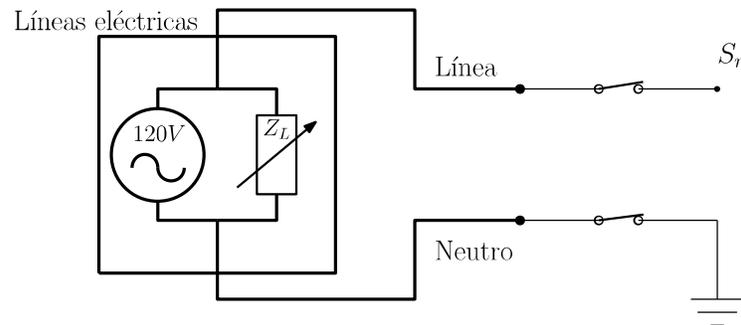


Figura 4.7: Conexión a línea de receptor.

4.3.2. Filtro pasa altas en receptor.

Con el objetivo de discriminar las bajas frecuencias y recolectar la señal de alta frecuencia presente en la línea, fue diseñado un filtro pasa altas que consta de dos filtros pasa altas CR conectados en cascada. El filtro del receptor es mostrado en la Figura 4.8. los componentes empleados se encuentran en la tabla 4.7.

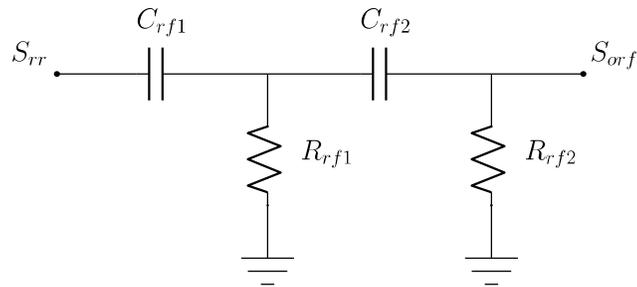


Figura 4.8: Filtro pasa altas de receptor.

Los componentes empleados para el filtro se encuentran en la tabla 4.7. Es importante señalar que los capacitores no pueden ser del tipo electrolítico, para el presente diseño se emplearon de película de poliester.

Tabla 4.7: Características filtro de receptor.

Componentes y valores de interés de filtro de receptor		
Componente		valor
$F_{S_{rr}}$	Frecuencia de señal S_{rr}	5 kHz
C_{rf1}	Capacitor de filtro de receptor 1	0.01 μ F
R_{rf1}	Resistencia de filtro de transmisor 1	1.5 k Ω
C_{rf2}	Capacitor de filtro de receptor 2	0.01 μ F
R_{rf2}	Resistencia de filtro de transmisor 2	680 Ω

4.3.3. Protección contra sobrevoltaje en receptor.

El filtro pasa altas descrito en la sección 4.3.2 permite el paso hacia el receptor de ráfagas transitorias presentes en la línea, las cuales pueden ser de una amplitud mayor al voltaje pico de la señal de potencia. Dichas ráfagas transitorias no deben ingresar a los circuitos integrados pues comprometerían su correcto funcionamiento. Para asegurar el buen estado de los componentes fue implementado el arreglo mostrado en la Figura 4.9 y los componentes empleados se muestran en la tabla 4.8.

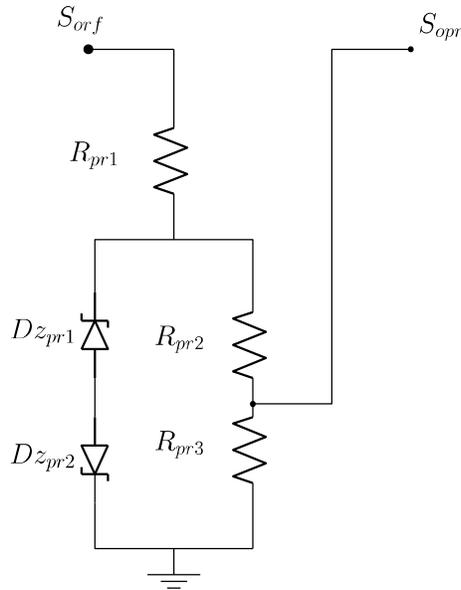


Figura 4.9: Protección contra sobrevoltajes de receptor.

Tabla 4.8: Componentes de protección contra sobrevoltaje en receptor.

Componentes de protección contra sobrevoltaje en receptor		
Componente		valor
R_{pr1}	Resistencia de protección en receptor 1	180 Ω
R_{pr2}	Resistencia de protección en receptor 2	100 Ω
R_{pr3}	Resistencia de protección en receptor 3	120 Ω
Dz_{r1}	Diodo zener de protección en transmisor 1	1N4733A
Dz_{r2}	Diodo zener de protección en transmisor 2	1N4733A

Luego, el voltaje que es suministrado a la etapa de amplificación está en paralelo con la resistencia R_{pr3} por lo que $V_{R_{pr3}} = S_{opr}$. En base a la configuración de las resistencias y las propiedades de los diodos zener se obtiene que S_{opr} es expresado como:

$$S_{opr} = S_{ofr} \frac{R_{pr3}}{R_{pr1} + R_{pr2} + R_{pr3}} \quad (4.3)$$

Los diodos zener empleados fueron el 1N4733A cuyos valores de interés se muestran en la tabla 4.9 de la sección 4.2.2. Debido a los parámetros de los diodos, S_{opr} queda restringido al rango de la expresión 4.4.

$$-2.78V \leq S_{opr} \leq 2.78V \quad (4.4)$$

Tabla 4.9: Características del diodo 1N4733A.

Características del 1N4733A		
	Característica	valor
P_v	Disipación de potencia	1300 mW
V_F	Caída de tensión en polarización directa	1.2 V
V_Z	Voltaje zener	5.1 V

Es fácil notar que la protección contra sobrevoltaje expuesta en esta sección implica una pérdida de amplitud a la señal de entrada, no obstante, esta contrariedad es trivial debido a que la siguiente etapa en el receptor es la amplificación de la señal y es ahí donde queda compensada la pérdida.

4.3.4. Amplificación de señal.

Debido al hostil medio de comunicación a través del cual la señal del control es enviada, la señal recibida podría variar en amplitud e incluso forma de onda según las condiciones particulares de un momento determinado, sin embargo, lo que siempre es de esperar es que la magnitud de la señal recibida sea menor que la señal originalmente inyectada en la línea. En consecuencia, una etapa de amplificación de señal es necesaria.

Teniendo en cuenta que al extraer la información de control de las líneas eléctricas es también recolectado ruido de alta frecuencia, se empleó un amplificador no inversor similar al mostrado en la sección 3.3.2. La diferencia del aquí presentado reside en que fue agregado el capacitor C_k en paralelo con la resistencia R_{k1} como lo muestra la Figura 4.10. La razón de esta modificación radica en dar a la señal de salida un pequeño retardo en cuanto a la amplificación y de esta manera establecer en el amplificador cierta inmunidad ante impulsos de voltaje de corta duración

y pequeña amplitud, características que presenta el ruido. Por consiguiente, el amplificador de señal destinado al receptor no amplifica de la misma manera al ruido que a la señal de información. Los componentes empleados para el amplificador se muestran en la tabla 4.10

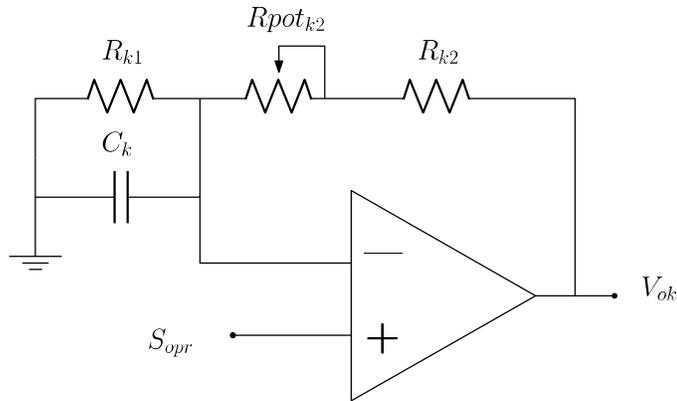


Figura 4.10: Amplificador no inversor con retraso en ganancia.

Tabla 4.10: Componentes de etapa de amplificación de señal.

Componentes de amplificación de señal		
Componente		valor
–	Amplificador operacional	LM6171BIN
R_{k1}	Resistencia de amplificador 1	6.8 k Ω
$R_{pot_{k2}}$	Resistencia de amplificador 2 variable	(0, 100) k Ω
R_{k2}	Resistencia de amplificador 2 fija	270 Ω
C_k	Capacitor de amplificador	47 pF

Es necesario aclarar que la ganancia del amplificador sigue siendo la expresada en la ecuación 3.13, sin embargo, esta ganancia se vería completamente reflejada en la salida después del periodo de tiempo que tarde $V_{R_{k1}}$ en igualar a S_{opr} . Es posible encontrar una expresión matemática que describa a detalle el comportamiento de la salida del amplificador con la modificación aquí tratada, empero, siendo el fin amplificar únicamente la señal de interés y discriminar el ruido, se determinó el valor de C_k de manera práctica.

En la tabla 4.11 se muestran las principales características de amplificador operacional LM6171BIN, el cual fue seleccionado por su muy alto valor de *slew rate* que le permite responder de manera muy rápida a cambios de voltaje realizados en periodos de tiempo muy cortos.

Tabla 4.11: Características del amplificador operacional LM6171BIN.

Características del LM6171BIN		
Característica		valor
Valores máximos absolutos		
$V^+ - V^-$	Voltaje de alimentación	36 V
—	Voltaje de entrada diferencial	± 10 V
—	Corriente de entrada	± 10 mA
Especificaciones a ± 15 V		
SR	Slew rate	$3600 \frac{V}{\mu s}$
I_B	Corriente de polarización de entrada	$3 \mu A$

4.3.5. Reconstrucción de señal.

Se llevó a cabo la configuración de un amplificador operacional, ilustrada en la Figura 4.11, con la función de construir una señal PWM_r en base a la forma de onda de señal idealizada que es esperada en el receptor. La señal PWM_r tiene un ciclo de trabajo D_r que es el complemento del ciclo de trabajo D_1 de la señal originalmente generada en el transmisor, de donde se infiere que si PWM_r es invertida se obtiene la señal PWM original, no obstante, esta tarea es realizada en la siguiente etapa del receptor.

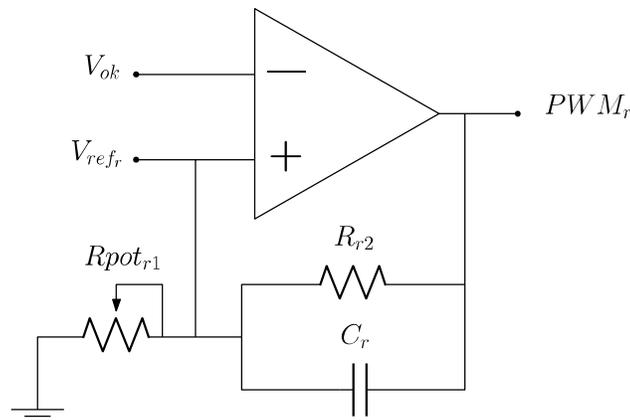


Figura 4.11: Circuito de reconstrucción de señal PWM.

El circuito es un comparador de voltaje inversor como el mostrado en la sección 3.3.1 en el cual el voltaje de referencia V_{ref_r} es tomado mediante el arreglo que comprende un potenciómetro $R_{pot_{r1}}$, un resistor R_{r2} y capacitor C_r dispuesto a la salida del comparador. Es posible describir V_{ref_r} en el dominio del tiempo t como es expresado en la ecuación 4.5. Se considera $t = 0$ el instante en que un cambio en la salida del comparador sucede. Ahora bien, la salida del comparador, PWM_r , siempre tiene un voltaje o de $+V_{sat}$ o de $-V_{sat}$, lo que implica que V_{C_r} en el instante $t = 0$ sea diferente de cero y de polaridad contraria al nuevo valor de PWM_r , de donde resulta que V_{ref_r} tenga un comportamiento exponencial creciente o exponencial decreciente.

$$V_{ref_r}(t) = \left[PWM_r \frac{R_{pot_{r1}}}{R_{pot_{r1}} + R_{r2}} - V_{C_r}(0) \right] e^{\frac{-t}{\tau_r}} \quad (4.5)$$

$$\tau_r = R_{pot_{r1}} C_r \quad (4.6)$$

La lógica para la construcción de la señal PWM_r es sintetizada en el diagrama de flujo de la Figura 4.12.

El comportamiento descrito de $V_{ref_r}(t)$ concede la facultad de poder reconstruir la señal PWM de interés aun cuando la señal recolectada presente oscilaciones originadas por la impedancia de la línea eléctrica empleada, siempre y cuando el valor absoluto del voltaje instantaneo en estas oscilaciones no sobrepase al valor absoluto de $V_{ref_r}(t)$.

En la tabla 4.12 se muestra el valor de los componentes empleados. Al igual que en la etapa de amplificación, el amplificador operacional utilizado es el LM6171BIN y su valores de interés se muestran en la tabla 4.11

Tabla 4.12: Componentes de etapa de reconstrucción de señal.

Componentes de reconstrucción de señal		
	Componente	valor
–	Amplificador operacional	LM6171BIN
$R_{pot_{r1}}$	Resistencia de reconstrucción 1 variable	(0 – 20) kΩ
R_{r2}	Resistencia de reconstrucción 2 fija	27 kΩ
C_r	Capacitor de reconstrucción	0.001 μF

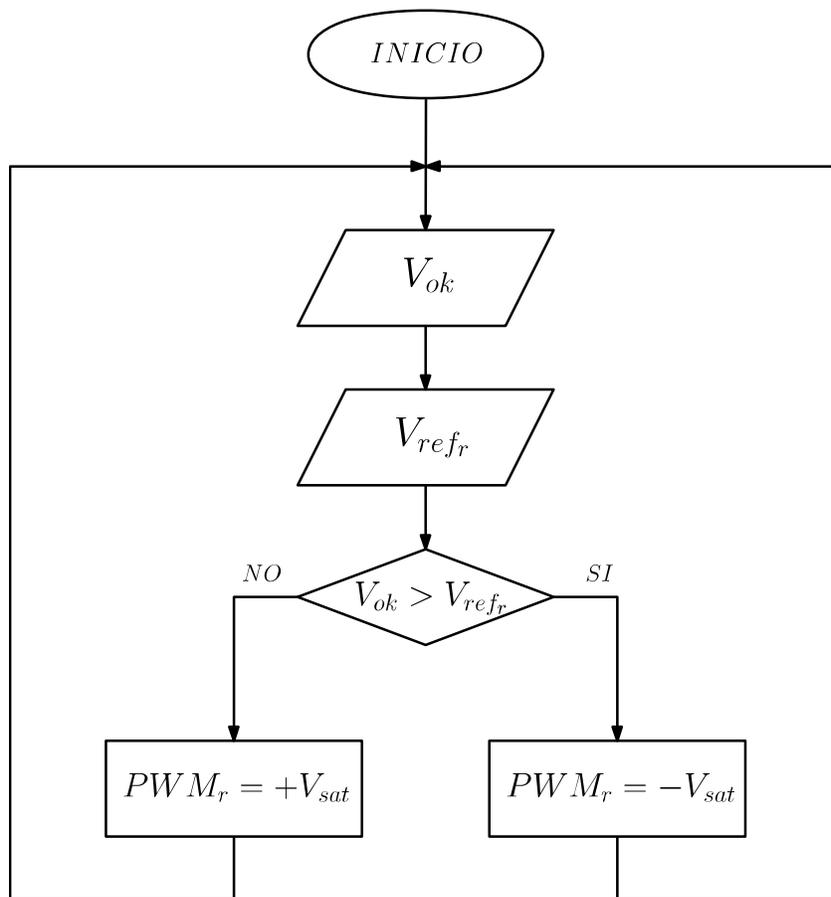


Figura 4.12: Diagrama de flujo de lógica de reconstrucción de señal.

4.3.6. Inversión de señal con detección de falso uno.

La circuitería encargada de invertir la señal PWM_r y habilitar la detección de falso uno es mostrada en la Figura 4.13 y está compuesta por un arreglo de un capacitor, resistencias y diodo schottky, un amplificador comparador inversor y un arreglo de resistencia y diodo schottky. Los componentes empleados para el circuito se encuentran en la tabla 4.13 y características de interés para el amplificador empleado y los diodos se encuentran en las tablas 4.14 y 4.15, respectivamente.

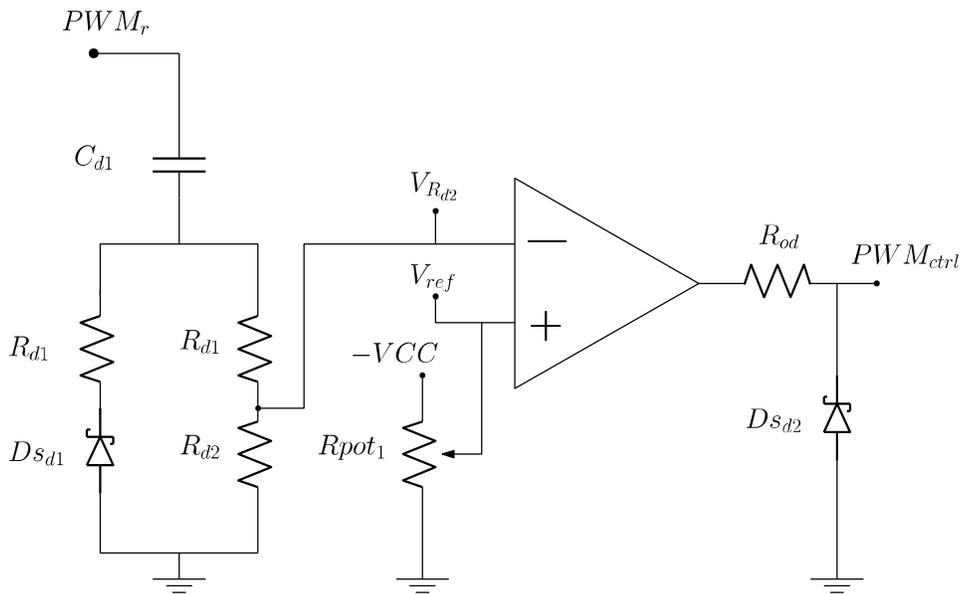


Figura 4.13: Circuito de detección de falso uno.

Tabla 4.13: Componentes de etapa de inversión de señal con detección de falso uno.

Componentes de inversión de señal		
Componente		valor
—	Amplificador operacional	TL081
C_{d1}	Capacitor de detección	0.01 μF
R_{d1}	Resistencia de detección 1	270 $\text{k}\Omega$
R_{d2}	Resistencia de detección 2	33 $\text{k}\Omega$
R_{d3}	Resistencia de detección 3	27 $\text{k}\Omega$
Ds_{d1}	Diodo schottky de detección 1	1N5819G
R_{pot_d}	Potenciómetro de detección 1	(0 – 5) $\text{k}\Omega$
R_{od}	Resistencia de salida de detección	1 $\text{k}\Omega$
Ds_{d2}	Diodo schottky de detección 2	1N5819G

Tabla 4.14: Características del amplificador operacional TL081.

Características del TL081		
Característica		valor
Valores máximos absolutos		
$V^+ - V^-$	Voltaje de alimentación	36 V
V_{ID}	Voltaje de entrada diferencial	± 30 V
V_I	Voltaje de entrada	± 15 V
Especificaciones a $\pm 15\text{V}$		
SR	Slew rate	13 $\frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$
I_B	Corriente de polarización de entrada	30 pA

Tabla 4.15: Características del diodo 1N5819G.

Características del 1N5819G		
Característica		valor
V_{RRM}	Voltaje inverso de pico repetitivo	40 V
V_F	Caída de tensión en polarización directa ($I_F = 0.1\text{A}$)	0.34 V
I_{Omax}	Corriente promedio máxima en polarización directa	1 A

La inversión de la señal PWM_r se realiza con el fin de obtener una señal PWM_{ctrl} con el mismo ciclo de trabajo que la señal original generada en el transmisor. El arreglo que permite la detección de falso uno fue implementado debido a consideraciones que serán expuestas a continuación. Primero, la salida de un comparador en un estado inicial es impredecible, por lo tanto, en un principio PWM_r puede ser o $+V_{sat}$ o $-V_{sat}$. Luego, el funcionamiento del sistema implica que cuando se desea que el motor a controlar permanezca apagado no sea enviada ninguna señal a través de la línea, de manera que, $V(t)_{ok} = 0$ si es ignorada la magnitud del ruido. Es así que puede llegar a darse el caso en que el voltaje inicial de salida del circuito reconstructor de señal sea $-V_{sat}$ y si esto se combina con una instrucción de mantener el motor apagado, es decir $V(t)_{ok} = 0$, la señal PWM_r permanecería en alto y no cambiaría de estado, en consecuencia, la señal PWM_r sería invertida y se obtendría una salida PWM_{ctrl} con un ciclo de trabajo $D_{ctrl} = 1$ lo cual no representaría la correcta información transmitida originalmente.

El comparador cuenta con un V_{ref} fijo que es establecido por la terminal variable del potenciómetro R_{pot1} , mientras que el voltaje de entrada a comparar es $V_{R_{d2}}$. Cuando el estado de PWM_r es alto, el diodo schottky es polarizado inversamente y por lo tanto la corriente solo fluye a través de C_{d1} , R_{d1} y R_{d2} , de modo que $V_{R_{d2}}$ empieza teniendo un valor positivo y tiende a cero. Cuando el estado de PWM_r es bajo, el diodo schottky es polarizado directamente y por lo tanto la corriente fluye a través de todos los componentes del arreglo, de modo que $V_{R_{d2}}$ empieza teniendo un valor negativo y tiende a cero.

Los valores de los componentes fueron seleccionados de tal manera que en caso de presentarse el problema de falso uno, la señal $V_{R_{d2}}$ llega a ser menor que el voltaje V_{ref} y PWM_{ctrl} toma un valor bajo. Dicho en otras palabras, este arreglo no permite que PWM_{ctrl} tenga un $D_{ctrl} = 1$.

A la salida del comparador fue agregado un arreglo de resistencia y diodo schottky con la intención de que los valores alto y bajo de la señal PWM_{ctrl} sean $+V_{sat}$ y la caída de tensión en el diodo respectivamente, esto debido a las recomendaciones de operación del manejador de MOSFET que será descrito en el apartado 4.4.1. Los diodos empleados fueron seleccionados por su capacidad de conmutar a altas velocidades.

4.3.7. Integración del receptor.

La integración del receptor implica interconectar cada una de las etapas en esta sección descritas. Dichas etapas comparten un voltaje de alimentación y una tierra en común, por lo tanto una única fuente de C.D. con suministro positivo y negativo para los amplificadores operacionales es suficiente para alimentar a todo el receptor. En la Figura 4.14 se muestra el receptor integrando todas las etapas en esta sección discutidas, su salida PWM_{ctrl} es la entrada de la etapa de potencia que es descrita en la siguiente sección.

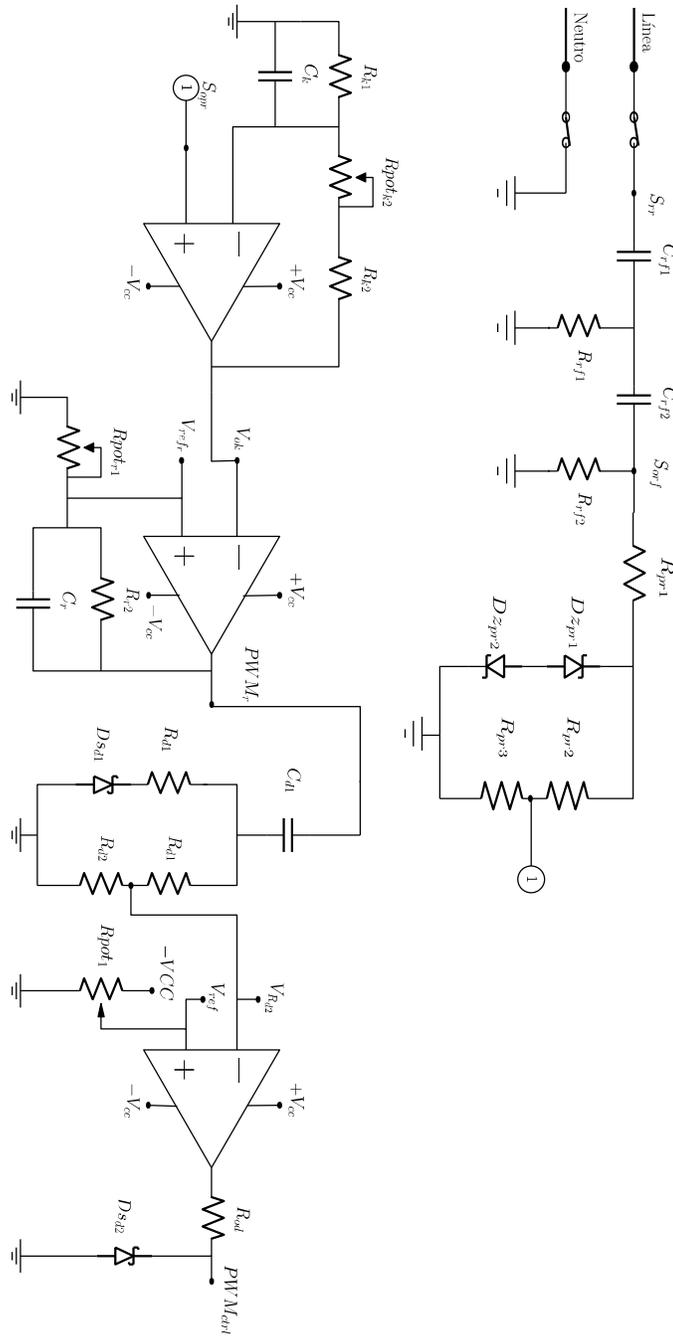


Figura 4.14: Subsistema receptor.

4.4. Etapa de potencia.

4.4.1. Adecuación de señal de entrada.

Con el fin de acondicionar la señal PWM_{ctrl} a los requerimientos del MOSFET empleado y además aislar la etapa de control con la etapa de potencia fue empleado el circuito integrado A3120 que es un *gate driver optocoupler* y cuyas características principales se muestran en la tabla 4.16. Las terminales del circuito integrado son mostradas en la Figura 4.15 y la tabla de verdad que describe su funcionamiento está en la Figura 4.16. Este componente reproduce una señal de entrada digital a una señal de salida que es capaz de entregar un pico de corriente de 2 amperes de manera confiable y proteger a la etapa de control contra altas corrientes.

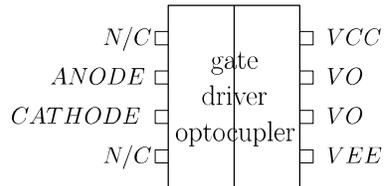


Figura 4.15: Terminales del gate driver optocoupler.

Tabla 4.16: Características del gate driver optocoupler A3120.

Características del A3120		
Característica		valor
I_{Omin}	Corriente pico de salida mínima	2 A
$V_{CC} - V_{EE}$	Voltaje de alimentación	(15, 30) V
$I_{F(ON)max}$	Corriente de entrada ON máxima	16 mA
$V_{F(OFF)}$	Voltaje de entrada OFF	(-3.6, 0.8) V

LED	VCC-VEE turn-on	VCC-VEE turn-off	VO
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

Figura 4.16: Tabla de verdad del componente A3120.

4.4.2. Conmutación de MOSFET.

El interruptor de potencia empleado fue el IRFP350 y sus principales características se muestran en la tabla 4.17. Fue seleccionado debido a su capacidad para manipular grandes cantidades de corriente y su facilidad para ser controlado.

Tabla 4.17: Características del MOSFET IRFP350.

Características del IRFP350		
Característica		valor
V_{DS}	Voltaje drenaje-fuente	400 V
V_{GS}	Voltaje compuerta-fuente	± 20 V
I_D	Corriente de drenaje continua ($V_{GS} = 10V$)	16 A
I_{DM}	Corriente de drenaje pulsada	64 A
R_{DSon}	Resistencia estado-on drenaje-fuente	0.3Ω

4.4.3. Red snubber.

Cuando un interruptor de potencia como el MOSFET es llevado de estado de conducción a estado abierto puede presentarse un sobrevoltaje entre sus terminales debido a las inductancias parásitas de las conexiones como lo muestra la Figura 4.17, este efecto puede ser minimizado con un adecuado circuito *snubber* de sobrevoltaje. Se implementó un circuito de este tipo en la etapa de potencia conforme las recomendaciones de [19] y puede ser apreciado en la Figura 4.18.

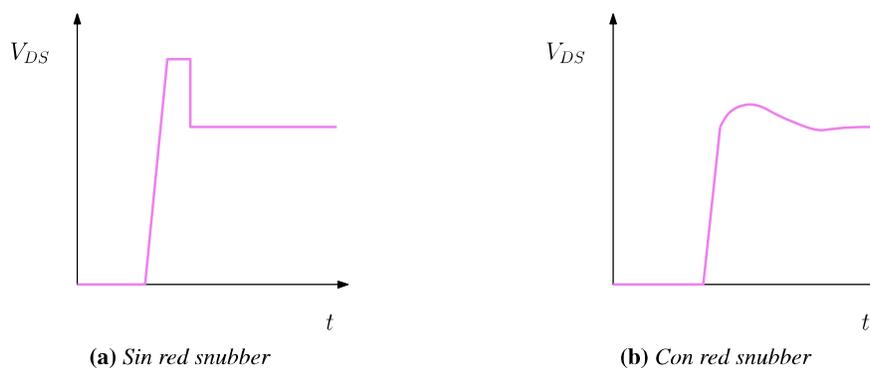


Figura 4.17: Voltaje drenaje-fuente de un MOSFET bajo efecto de inductancias parásitas.

4.4.4. Integración de etapa de potencia.

En la Figura 4.18 se muestra la integración de las etapas adecuación de señal de entrada, conmutación de MOSFET y red *snubber* y los componentes involucrados se muestran en la tabla 4.18. El sistema se diseñó para un motor de C.D. en conexión *shunt* y fueron dispuestas clemas para su fácil conexión. También fue agregado el diodo de potencia SB3200 D_{S_m} de tal manera que cuando sea conectado el motor de C.D. dicho diodo quede en antiparalelo como manera de protección a los bobinados del motor y al MOSFET.

Para la etapa de potencia es necesario utilizar dos fuentes de C.D. La primera debe alimentar el *gate driver optocoupler* y la segunda el motor empleado, se hace énfasis en que las tierras de ambas fuentes están conectadas entre ellas, sin embargo, no tienen ninguna conexión con la tierra del receptor.

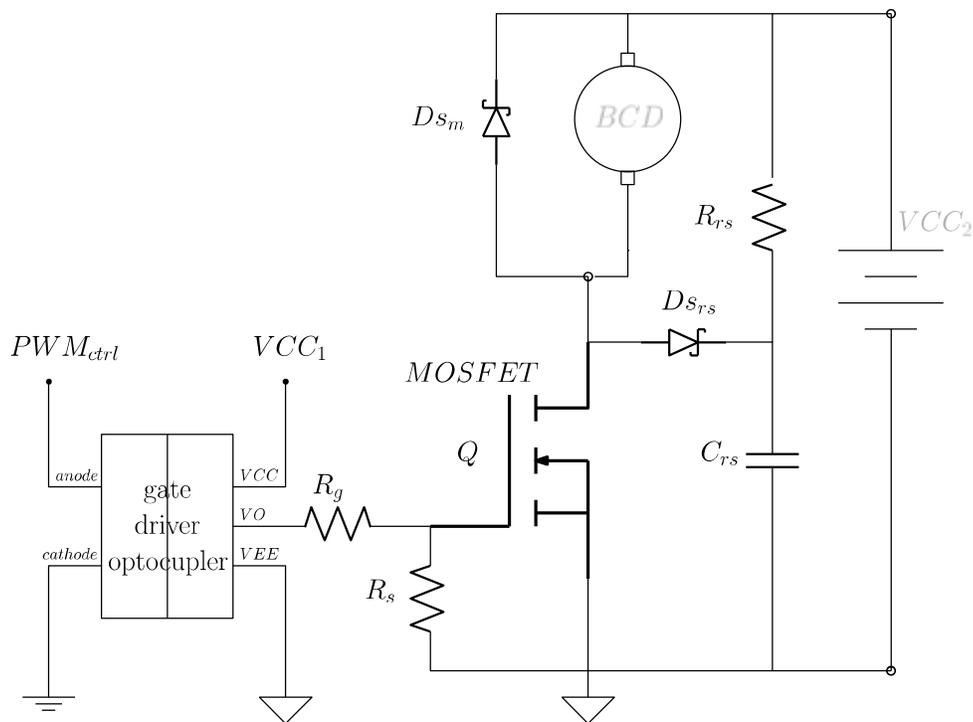


Figura 4.18: Etapa de potencia.

Tabla 4.18: Componentes de etapa de potencia.

Componentes de etapa de potencia		
Componente		valor
–	Gate driver optocoupler	A3120
R_g	Resistencia de compuerta	100 Ω
R_s	Resistencia paralelo a compuerta	150 k Ω
Q	MOSFET	IRFP350
D_{srs}	Diodo schottky de red snubber	PFR851
D_{sm}	Diodo schottky de protección a motor	SB3200
R_{rs}	Resistencia de red snubber	120 Ω @25W
C_{rs}	Capacitor de red snubber	3.3 μ F @250V

Tabla 4.19: Características del diodo SB3200.

Características del SB3200		
Característica		valor
V_{RRM}	Voltaje inverso de pico repetitivo	200 V
V_F	Caída de tensión en polarización directa ($I_F = 3A$)	0.9 V
I_{Omax}	Corriente promedio máxima en polarización directa	3 A
$\frac{dV}{dt}$	Máxima razón de cambio de voltaje	10000 V/s

4.5. Implementación.

Todos los circuitos electrónicos descritos en este capítulo fueron realizados en placa de circuito impreso (PCB por sus siglas en inglés *printed circuit board*) con el fin de realizar la experimentación del sistema propuesto. El método utilizado para la elaboración de los PCB's fue el método de la transferencia térmica. Se utilizó el software NI MULTISIM 14.0 para la interconexión de los componentes empleados para cada circuito y posteriormente se utilizó el software NI ULTIBOARD 14.0 para la distribución de los componentes en la placa.

A continuación se muestra en la Figura 4.19 el diagrama del transmisor realizado en MULTISIM. En la Figura 4.20 se muestran las huellas utilizadas para la realización del mismo circuito obtenidas mediante ULTIBOARD. Y en la Figura 4.21 se muestra el transmisor ya implementado. Clemas de conexión fueron agregadas para facilitar su uso, además, fue agregado un LED que permite indicar cuando el transmisor esta energizado.

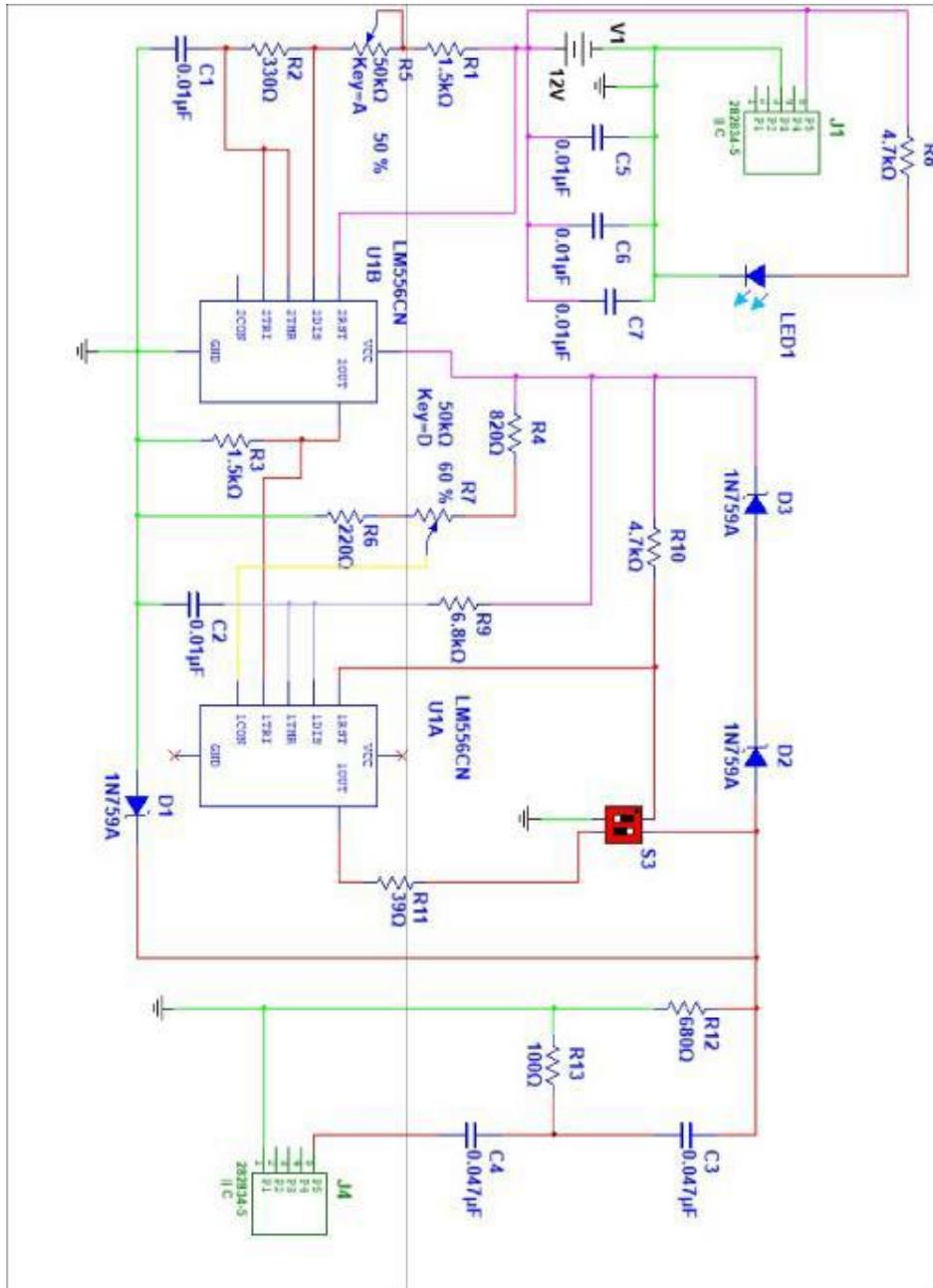


Figura 4.19: Diagrama de transmisor realizado en MULTISIM.

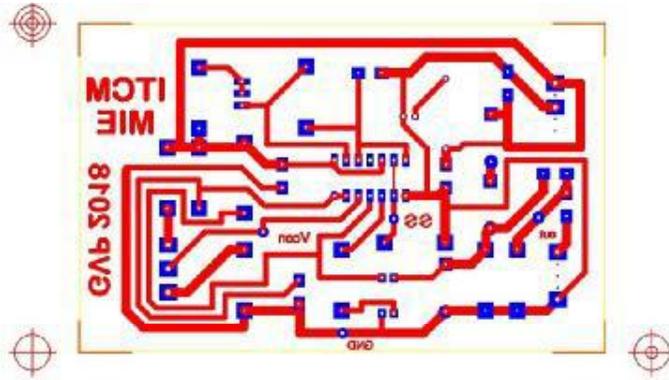


Figura 4.20: Huellas de impresión para transmisor.



Figura 4.21: Transmisor implementado.

A continuación se muestra en la Figura 4.22 el diagrama del receptor realizado en MULTISIM En la Figura 4.23 se muestran las huellas utilizadas para la realización del mismo circuito obtenidas mediante ULTIBOARD y en la Figura 4.24 se muestra el receptor ya implementado. Clemas de conexión fueron agregadas para facilitar su uso, además, fueron agregados LED que permiten indicar cuando el receptor esta energizado tanto con voltaje positivo como negativo.

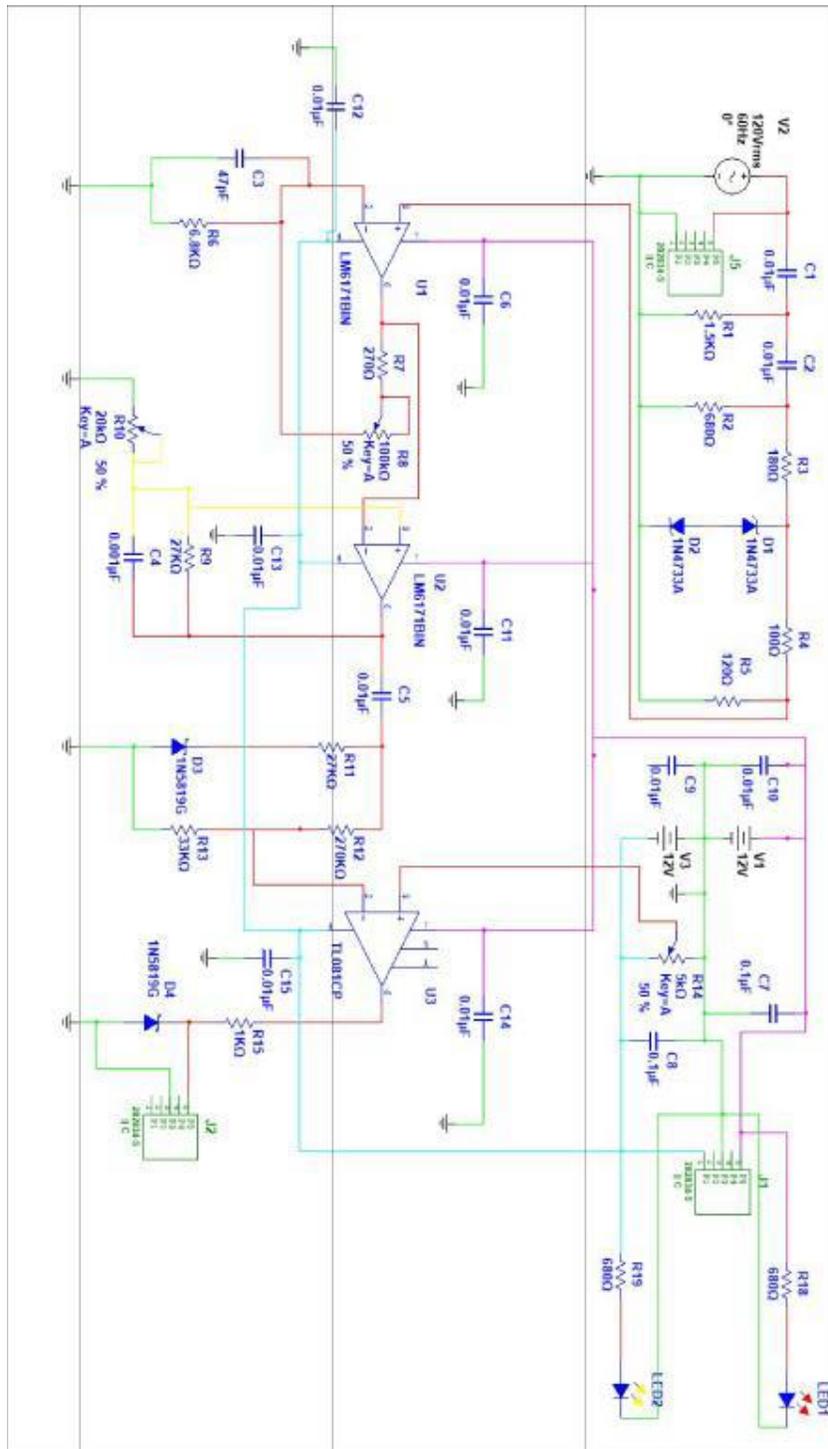


Figura 4.22: Diagrama de receptor realizado en MULTISIM.

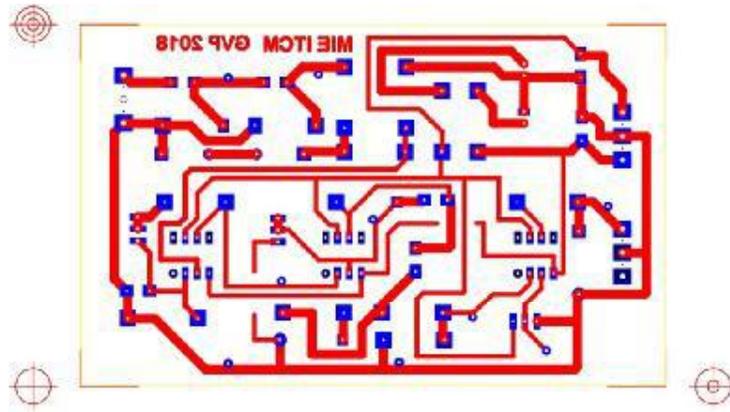


Figura 4.23: Huellas de impresión para receptor.



Figura 4.24: Receptor implementado.

A continuación se muestra en la Figura 4.25 el diagrama de la etapa de potencia realizada en MULTISIM. En la Figura 4.26 se muestran las huellas utilizadas para la realización del mismo circuito obtenidas mediante ULTIBOARD. Y en la Figura 4.27 se muestra el circuito de etapa de potencia ya implementado. La resistencia de la red *snubber* no se muestra en ninguno de los circuitos de esta sección debido a que su conexión es mediante clemas y no está soldada al PCB. Clemas de conexión fueron agregadas para facilitar su uso en lo referente a la alimentación del circuito, la conexión del motor y la conexión de la resistencia de la red *snubber*.

Capítulo

5

Implementación del sistema y resultados

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos al implementar el sistema diseñado por este trabajo de investigación en una red eléctrica residencial. Se describen las condiciones de implementación, el equipo empleado, las conexiones necesarias y mediciones de velocidad presentadas en un motor bajo el dominio del sistema de control diseñado, así mismo se muestran señales de interés implicadas en la operación del sistema.

5.1. Condiciones de implementación y variables de interés.

El sistema de control diseñado en este trabajo de investigación fue implementado con el fin de controlar un motor de C.D. empleando una línea de C.A. como medio de comunicación entre el punto de control, el transmisor del sistema, y la locación remota del motor, donde fue colocado el receptor.

Para evaluar el desempeño del sistema en lo que refiere al objetivo de control, se contrastaron mediciones de la velocidad obtenidas cuando el motor de C.D. es controlado por el sistema para diferentes valores de velocidad deseada y con una fuente de voltaje $VCC_2 = 120V$ bajo diferentes condiciones de carga contra mediciones de velocidad obtenidas cuando el mismo motor es alimentado de manera directa a una fuente de voltaje con un voltaje proporcional a los voltajes teóricos ideales que se obtendrían en el motor para cada caso. El parámetro D fue variado desde 0.2 hasta 0.8 para todas las condiciones de carga.

La ecuación 5.1 permite determinar el porcentaje de error de la velocidad obtenida cuando el sistema es implementado con respecto a la velocidad teórica ideal. Las velocidades fueron tomadas cuando el motor es puesto en marcha desde un estado de paro total.

$$error(\%) = \frac{|V_{ideal} - V_{real}|}{V_{ideal}} \times 100 \quad (5.1)$$

Donde $error(\%)$ es el porcentaje de error cuando el sistema es implementado, V_{ideal} es la velocidad teórica ideal en rpm y V_{real} es la velocidad obtenida en rpm cuando el sistema es implementado.

5.1.1. Red eléctrica empleada.

El sistema fue implementado en una red eléctrica residencial con las características de voltaje presentadas en la tabla 2.2. Se emplearon la fase y el neutro de la instalación como medio de conexión tanto para el transmisor como para el receptor. Entre el transmisor y el receptor no existían nodos intermedios y la instalación eléctrica no tenía más ramificaciones más allá del receptor. La distancia entre los puntos de conexión del transmisor y el receptor a la red eléctrica fue de 10 metros.

Las cargas conectadas a la instalación eléctrica mientras el sistema se encontraba en funcionamiento fueron aleatorias, muy diversas y no se tuvo control sobre ellas. Ejemplos de estas cargas son cargadores de teléfonos celulares, computadoras, fuentes de alimentación, hornos de microondas, equipos de iluminación, etc. El horario en el cual el sistema se desempeño estuvo comprendido entre el rango de 9 a.m. y 9 p.m.

5.1.2. Consideraciones de interés.

Para evaluar el desempeño del sistema fueron tomadas en cuenta las siguientes consideraciones:

- *Velocidad del motor:* Las revoluciones por minuto presentadas en el motor.
- *Seguridad del operador:* Posibles descargas eléctricas sobre el operador al manipular el sistema de control cuando éste se encuentra conectado a la red eléctrica.
- *Integridad del equipo bajo condiciones normales de operación:* El óptimo estado de los componentes en el sistema como circuitos integrados, componentes pasivos y semiconductores ante la conexión a la red eléctrica y ante posibles sobretensiones transitorias.

5.1.3. Motor de C.D. empleado.

El motor eléctrico de C.D. empleado fue el *DC Motor /Generator* LabVolt modelo 8211-00 cuyas características se presentan en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Especificaciones de motor de C.D. LabVolt 8211-00.

Parámetro	Valor
Potencia de salida del motor	175 W
Voltaje de armadura	120 VCD
Voltaje de campo shunt	120 VCD
Velocidad del motor a plena carga	1800 rpm
Corriente del motor a plena carga	2.8 A

Para tener una referencia adecuada y poder dar un juicio acerca del funcionamiento del sistema diseñado, fueron tomadas lecturas de la velocidad del motor cuando éste es alimentado de manera directa con un voltaje que representa un porcentaje de un voltaje de referencia establecido en 120 V. Dichas lecturas fueron tomadas bajo 3 condiciones de carga en el motor y se presentan en las tablas 5.2, 5.3 y 5.4 para una carga de 0 Nm, 0.2 Nm y 0.4 Nm, respectivamente. Dichas condiciones de carga fueron aplicadas mediante un motor de impulsión\dinamómetro. Las tablas también muestran la corriente en el motor I_m para cada caso.

Tabla 5.2: Velocidades ideales del motor con carga=0 Nm.

$V_{ref} = 120V$		$carga = 0Nm$	
% de V_{ref}	VCC	I_m	RPM
20 %	24 V	0.90 A	558
30 %	36 V	0.80 A	728
40 %	48 V	0.75 A	832
50 %	60 V	0.70 A	908
60 %	72 V	0.65 A	985
70 %	84 V	0.65 A	1054
80 %	96 V	0.65 A	1142

Tabla 5.3: Velocidades ideales del motor con carga=0.2 Nm.

$V_{ref} = 120V$ $carga = 0.2Nm$			
% de V_{ref}	VCC	Im	RPM
20 %	24 V	1.55 A	406
30 %	36 V	1.30 A	642
40 %	48 V	1.10 A	778
50 %	60 V	1.05 A	873
60 %	72 V	1.00 A	956
70 %	84 V	1.00 A	1031
80 %	96 V	1.00 A	1108

Tabla 5.4: Velocidades ideales del motor con carga=0.4 Nm.

$V_{ref} = 120V$ $carga = 0.4Nm$			
% de V_{ref}	VCC	Im	RPM
20 %	24 V	2.20 A	237
30 %	36 V	1.70 A	551
40 %	48 V	1.50 A	719
50 %	60 V	1.40 A	835
60 %	72 V	1.30 A	927
70 %	84 V	1.25 A	1009
80 %	96 V	1.20 A	1089

5.1.4. Fuentes de voltaje y equipos de medición.

El voltaje V_{CC} para el transmisor fue suministrado por una fuente de voltaje MATRIX modelo MPS-3005L-3.

Los voltajes $+V_{CC}$ y $-V_{CC}$ correspondientes al receptor fueron suministrados por una fuente de voltaje MATRIX modelo MPS-3005L-3

Para la etapa de potencia fueron requeridos dos valores de voltaje, V_{CC1} y V_{CC2} , para el primero se empleó una fuente de voltaje GoldStar modelo GP-303 y para el segundo se utilizó una fuente de voltaje LabVolt modelo 8821-00 en su salida de C.D. Sin embargo, fue necesario agregar a su salida un capacitor electrolítico de $1500 \mu\text{F}$ a 250V debido a la presencia de rizo.

En la tabla 5.5 se muestran los valores a los cuales fueron fijados los voltajes de alimentación para la implementación del sistema.

Tabla 5.5: Voltajes empleados en la implementación.

Concentrado de voltajes empleados en implementación		
Subsistema		Valor
Transmisor	V_{CC}	15V
Receptor	$+V_{CC}$	+12V
	$-V_{CC}$	-12V
Potencia	V_{CC1}	15V
	V_{CC2}	120V

La velocidad en el motor fue medida mediante el motor de impulsión dinamómetro Lab-Volt modelo 8960-12 el cual se encontró acoplado al eje del motor mediante una banda dentada, además, este equipo cumplió también la función de carga al motor fijándola en 0, 0.2 y 0.4 Nm, según fue requerido.

Se utilizaron osciloscopios digitales Tektronix modelo TDS 2024C para tomar mediciones eléctricas e imágenes de las formas de onda de interés, también se utilizaron voltímetros y amperímetros diversos para mediciones auxiliares

5.2. Conexión de equipo.

Las conexiones necesarias para la implementación del sistema, fuera de las implicadas a las fuentes de voltaje a la circuitería son:

- *Conexión de línea y neutro al transmisor*
- *Conexión de línea y neutro al receptor*
- *Conexión del motor a VCC_2*
- *Conexión del motor a la clema Drenaje*
- *Conexión de la señal PWM_{ctrl} al ánodo del optocoupler gate driver y la tierra del receptor al cátodo del optocoupler gate driver mediante la clema correspondiente*

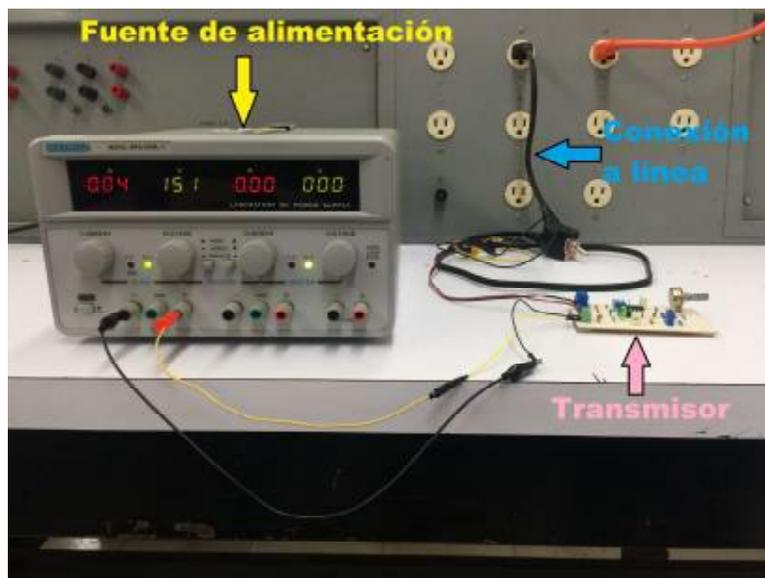


Figura 5.1: Transmisor implementado.

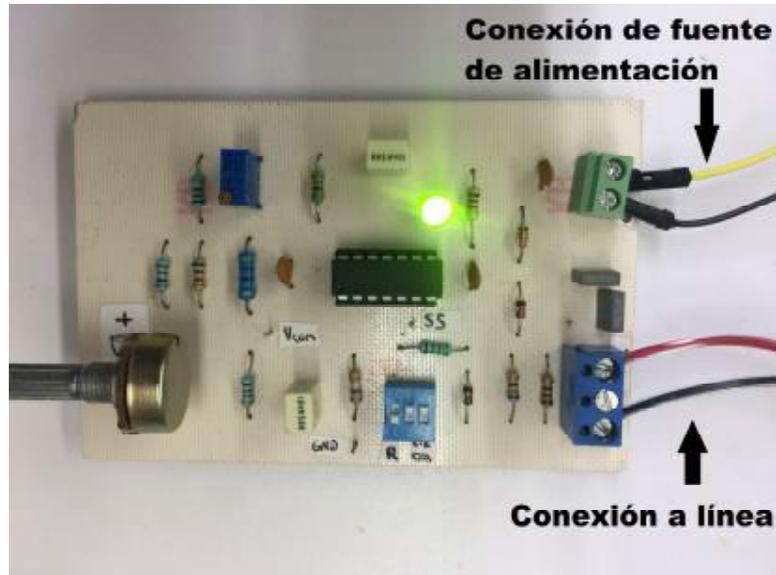


Figura 5.2: Conexiones en transmisor implementado.

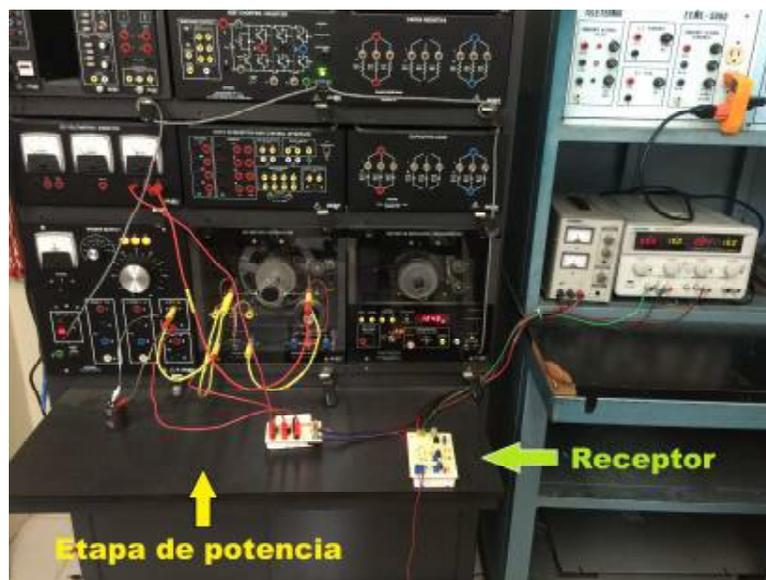


Figura 5.3: Receptor y etapa de potencia implementados.

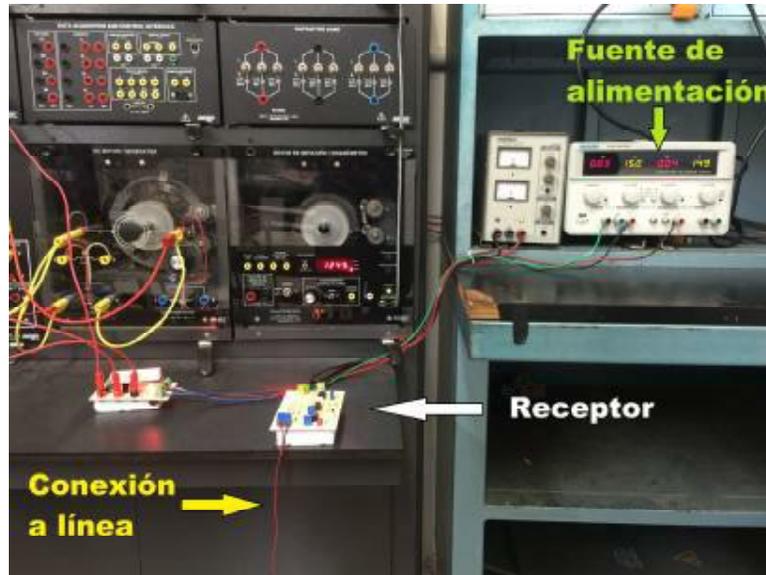


Figura 5.4: Receptor implementado.



Figura 5.5: Etapa de potencia implementada.

5.3. Resultados experimentales.

La velocidad del motor fue controlada mediante el sistema para condiciones de carga de 0 Nm, 0.2 Nm y 0.4 Nm. El sistema fue operado y no se presentó descarga eléctrica alguna al manipularlo, ni tampoco sufrió desperfectos en alguno de sus componentes.

5.3.1. Velocidades obtenidas experimentalmente.

En la tabla 5.6 se muestran las velocidades obtenidas en el motor cuando el sistema es implementado y la carga es de 0 Nm. La Figura 5.6 grafica las velocidades del motor obtenidas de manera experimental y las velocidades teóricamente ideales en el motor. El motor fue puesto en marcha desde un estado inicial de paro del motor.

Tabla 5.6: *Velocidades experimentales del motor con carga=0 Nm.*

$VCC_2 = 120V$		$carga = 0Nm$	
D en el motor	I_m	RPM	% error
0.20	1.00 A	571	2.3
0.30	0.85 A	728	0.0
0.40	0.80 A	836	0.4
0.50	0.75 A	915	0.7
0.60	0.70 A	984	0.1
0.70	0.70 A	1039	1.4
0.80	0.70 A	1085	4.9

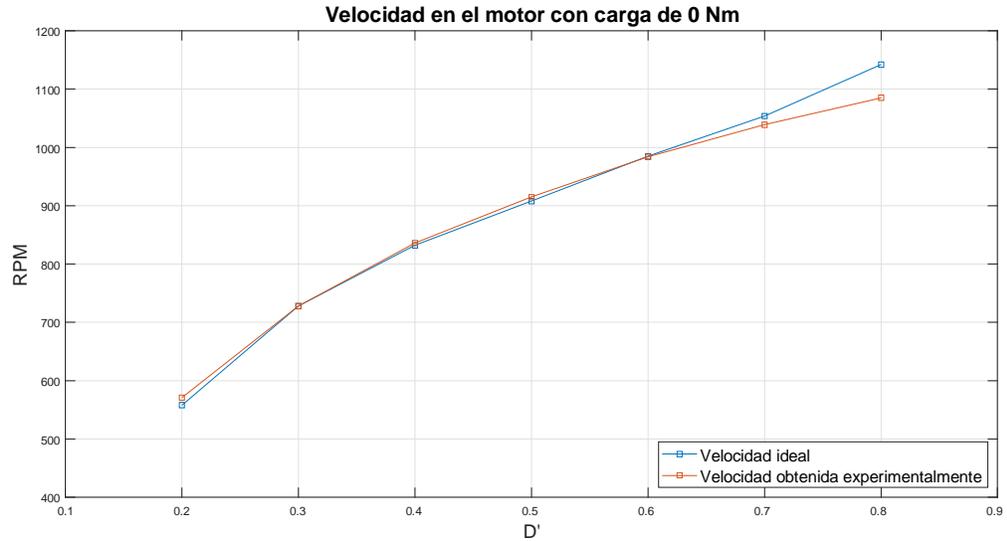


Figura 5.6: Velocidades en el motor para una carga de 0 Nm.

En la tabla 5.7 se muestran las velocidades obtenidas en el motor cuando el sistema es implementado y la carga es de 0.2 Nm. La Figura 5.7 grafica las velocidades del motor obtenidas de manera experimental y las velocidades teóricamente ideales en el motor. El motor fue puesto en marcha desde un estado inicial de paro del motor.

Tabla 5.7: Velocidades experimentales del motor con carga=0.2 Nm.

$VCC_2 = 120V$		$carga = 0.2Nm$	
D en el motor	I_m	RPM	% error
0.20	1.45 A	423	4.1
0.30	1.30 A	636	0.9
0.40	1.15 A	765	1.6
0.50	1.10 A	856	1.9
0.60	1.05 A	936	2.0
0.70	1.00 A	998	3.2
0.80	1.00 A	1047	5.5

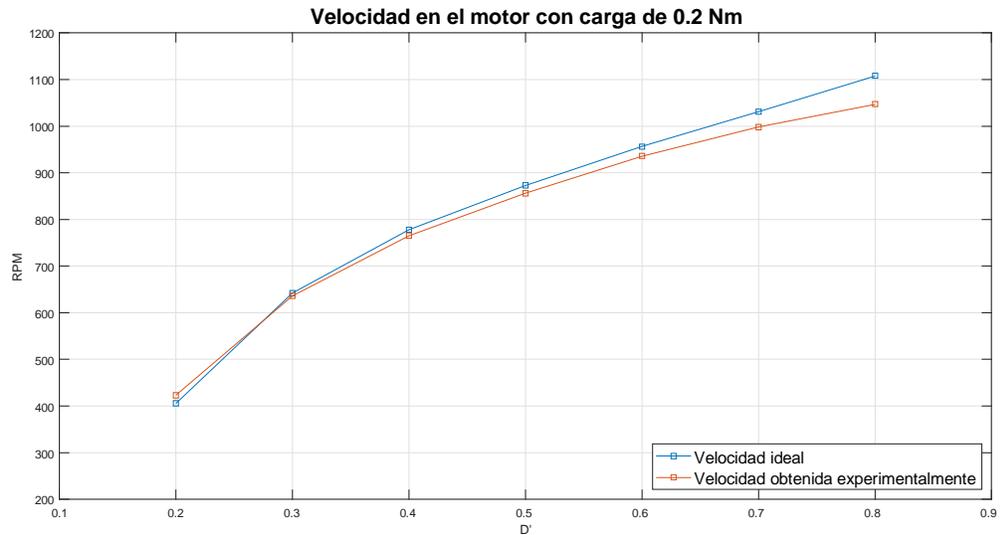


Figura 5.7: Velocidades en el motor para una carga de 0.2 Nm.

En la tabla 5.8 se muestran las velocidades obtenidas en el motor cuando el sistema es implementado y la carga es de 0.4 Nm. La Figura 5.8 grafica las velocidades del motor obtenidas de manera experimental y las velocidades teóricamente ideales en el motor. El motor fue puesto en marcha desde un estado inicial de paro del motor.

Tabla 5.8: Velocidades experimentales del motor con carga=0.4 Nm.

$VCC_2 = 120V$ carga = 0.4Nm			
D en el motor	I_m	RPM	% error
0.20	2.10 A	277	16.8
0.30	1.70 A	538	2.3
0.40	1.50 A	689	4.1
0.50	1.40 A	805	3.5
0.60	1.30 A	888	4.2
0.70	1.25 A	957	5.1
0.80	1.25 A	1004	7.8

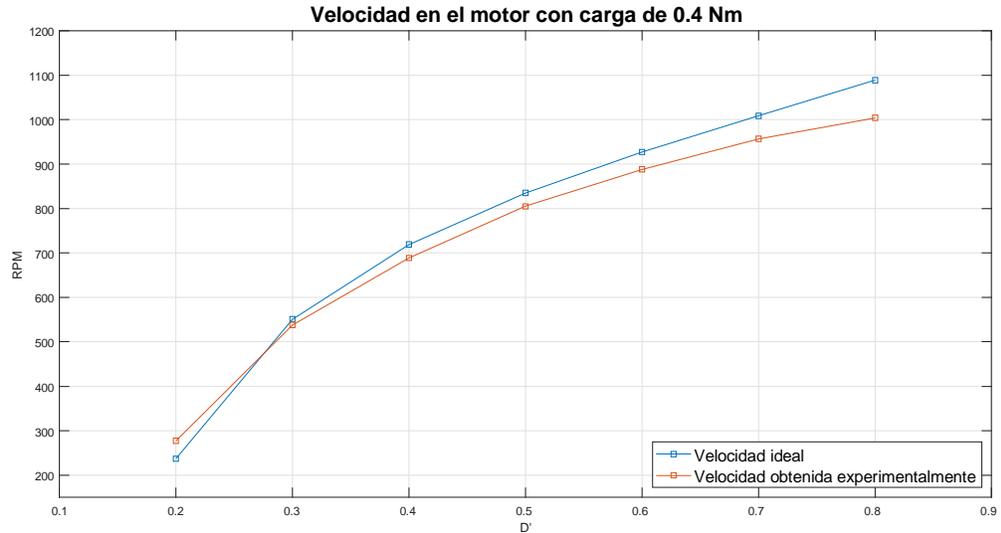


Figura 5.8: Velocidades en el motor para una carga de 0.4 Nm.

Para todos los casos de carga se varió la velocidad modificando el ciclo de trabajo D de tal manera que se aumentó y disminuyó la velocidad de manera satisfactoria.

5.3.2. Señales involucradas en el sistema.

En el presente apartado se muestran imágenes de señales de interés involucradas en el sistema operando con $D = 0.5$ y $D = 0.8$ con carga de 0.2 Nm. Las señales mostradas son la señal PWM_1 generada en el transmisor, la señal S_{ft} a la salida del filtro del transmisor, la señal a la salida del transmisor, señal a la entrada del receptor, señal recolectada en el receptor posterior a la etapa de amplificación V_{ok} , señales de entrada al circuito reconstructor de señal, señal V_{r2} a la entrada del circuito de inversión de señal, señal PWM_{ctrl} y señal de voltaje drenaje-fuente del MOSFET. Las formas de onda para diferentes valores de D son las mismas, variando únicamente en el ancho de pulso o tiempo en el que ocurre una transición dentro del periodo.

Formas de onda para caso $D = 0.5$:



Figura 5.9: Señal PWM_1 a la salida del generador de señal en transmisor mostrado a la Figura 4.2.



Figura 5.10: Señal S_{ft} a la salida del filtro del transmisor mostrado en la Figura 4.4.



Figura 5.11: Señal presente en la conexión entre la línea y la salida del transmisor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.

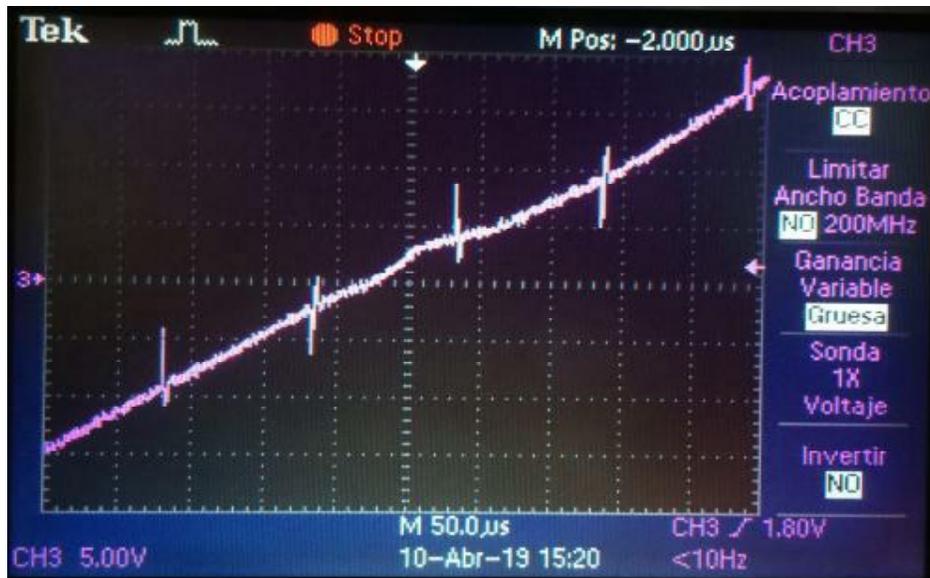


Figura 5.12: Señal presente en la conexión entre la línea y la entrada del receptor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.



Figura 5.13: Señal recolectada de la línea en el receptor posterior a la etapa de amplificación, la señal es V_{ok} correspondiente a la salida del amplificador mostrado en la Figura 4.10.



Figura 5.14: Señal en la entrada inversora V_{ok} (verde) y señal en la entrada no inversora V_{ref1} (rosa) del circuito reconstructor de señal mostrado en la Figura 4.11.

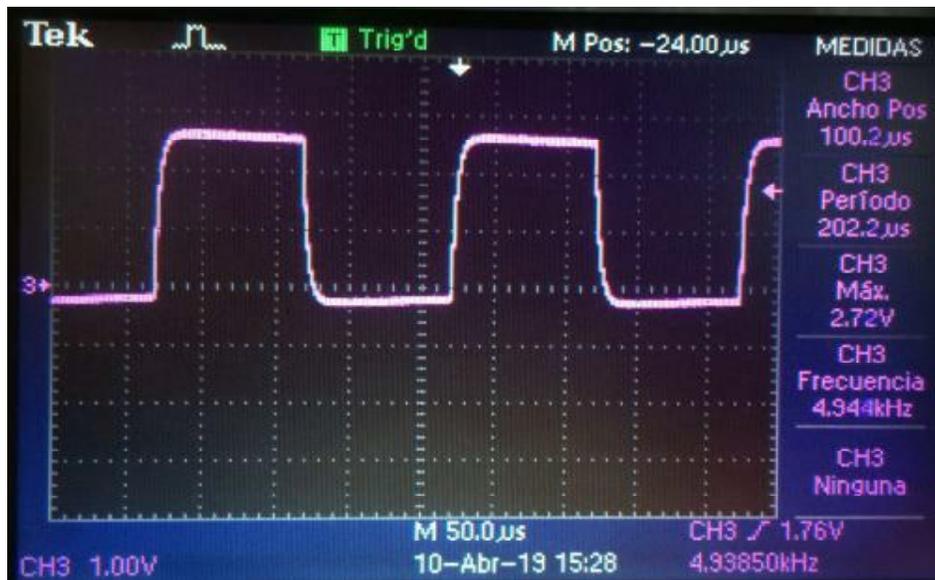


Figura 5.15: Voltaje V_{r2} aplicado en la entrada inversora del amplificador operacional de la Figura 4.13.



Figura 5.16: Señal PWM_{ctrl} correspondiente a la salida de la Figura 4.13. Esta señal es salida del receptor que es enviada a la etapa de potencia y es la reconstrucción de la señal PWM originalmente generada en el transmisor.

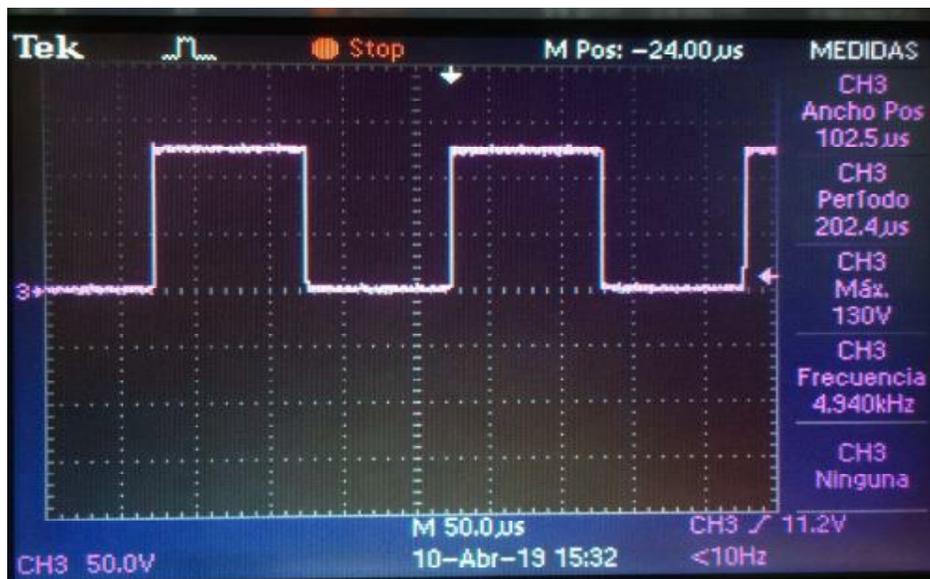


Figura 5.17: Voltaje drenaje-fuente del MOSFET V_{DS} presente en la etapa de potencia mostrada la Figura 4.18. El complemento de esta señal es el voltaje aplicado al motor de C.D.

Formas de onda para caso $D = 0.8$:

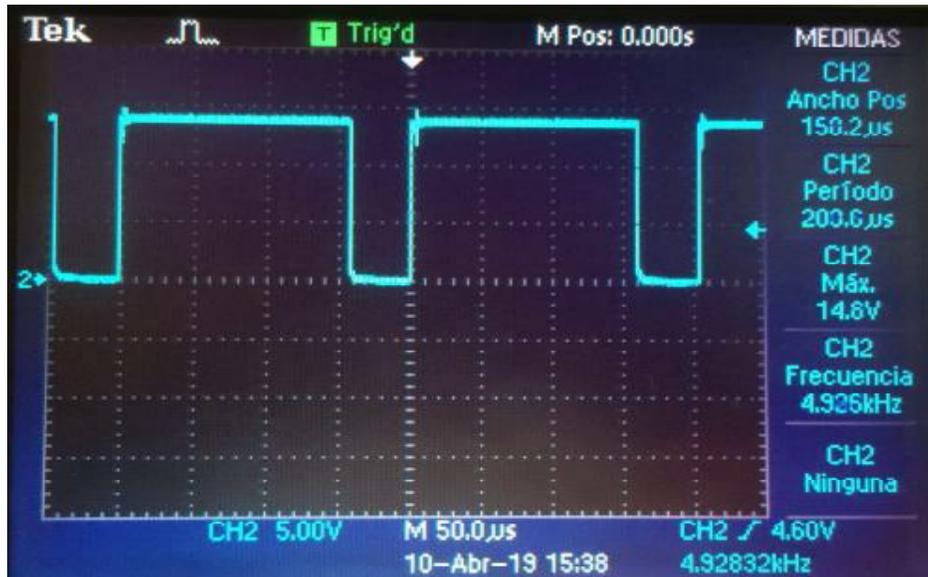


Figura 5.18: Señal PWM_1 a la salida del generador de señal en transmisor mostrado a la Figura 4.2.



Figura 5.19: Señal S_{ft} a la salida del filtro del transmisor mostrado en la Figura 4.4.



Figura 5.20: Señal presente en la conexión entre la línea y la salida del transmisor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.



Figura 5.21: Señal presente en la conexión entre la línea y la entrada del receptor. Espigas de voltaje son observadas sobre la señal de C.A.



Figura 5.22: Señal recolectada de la línea en el receptor posterior a la etapa de amplificación, la señal es V_{ok} correspondiente a la salida del amplificador mostrado en la Figura 4.10.



Figura 5.23: Señal en la entrada inversora V_{ok} (verde) y señal en la entrada no inversora $V_{re_{f1}}$ (cian) del circuito reconstructor de señal mostrado en la Figura 4.11.

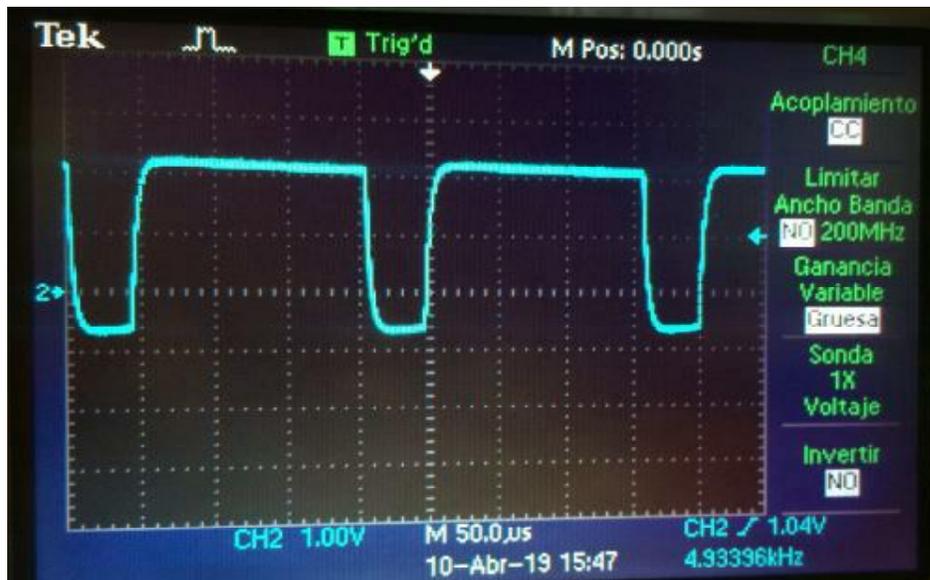


Figura 5.24: Voltaje V_{r2} aplicado en la entrada inversora del amplificador operacional de la Figura 4.13.



Figura 5.25: Señal PWM_{ctrl} correspondiente a la salida de la Figura 4.13. Esta señal es la señal de salida del receptor que es enviada a la etapa de potencia y es la reconstrucción de la señal PWM originalmente generada en el transmisor.



Figura 5.26: Voltaje drenaje-fuente del MOSFET V_{DS} presente en la etapa de potencia mostrada la Figura 4.18. El complemento de esta señal es el voltaje aplicado al motor de C.D.

Capítulo

6

Conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros

En este capítulo se enuncian las conclusiones de este trabajo de investigación así como también recomendaciones para trabajos futuros.

6.1. Conclusiones.

En este trabajo de investigación se diseñó e implementó un sistema de control de lazo abierto para dominar la velocidad de un motor de C.D. de manera remota, es decir, el punto donde se fijaba la velocidad deseada se encontraba distante del motor en cuestión. El medio de comunicación entre el punto de control y el motor fue una línea de C.A. perteneciente a una red eléctrica residencial.

Se utilizó una señal PWM de 5 kHz con un determinado ciclo de trabajo para representar la velocidad deseada, la señal fue inyectada en la red eléctrica y extraída 10 metros del punto de inyección, esto sin la existencia de nodos intermedios entre el punto de transmisión y recepción de señal. A pesar de que la señal originalmente generada sufre cambios en su forma de onda al pasar a través de la circuitería y al ser transmitida por la línea de C.A. fue posible recuperar la información de interés en el punto de recepción de señal.

Para la conexión a las líneas eléctricas de manera segura tanto para el operador del sistema como para el sistema mismo, fue implementada circuitería de protección contra el alto voltaje de las líneas eléctricas así como también para disturbios transitorios potencialmente peligrosos. Durante todo el diseño, implementación y experimentación del sistema no se presentó ningún percance de descarga eléctrica al operar el equipo y ni tampoco desperfecto en los componentes de la circuitería. La circuitería de protección por sí misma podría utilizarse en otras aplicaciones que necesiten conexión a la red eléctrica de bajo voltaje debido a la seguridad que mostró brindar a este sistema.

Una vez teniendo conectados los voltajes de alimentación necesarios para la circuitería, el sistema fue implementado a la red eléctrica residencial mediante una única conexión para el transmisor, una única conexión para el receptor y la conexión de 3 terminales para la etapa de potencia, por lo que la habilitación de puesta en marcha del sistema se lleva a cabo con facilidad.

El sistema logró variar la velocidad del motor desde un 20 % hasta un 80 % de una velocidad máxima que se obtendría si el motor fuese alimentado directamente con la fuente de alimentación empleada, se presentó un ligero porcentaje de error en el rango de la velocidad obtenida durante la experimentación con respecto a la velocidad idealmente esperada, sin embargo, esto no representa una diferencia significativa para aplicaciones de uso general. El porcentaje de error presentó una relación directamente proporcional a la cantidad de carga a la cual se encuen-

tra sometido el motor. Además, el sistema puede ser empleado satisfactoriamente en cualquier aplicación que demande variación de velocidad, ya que para su desempeño solo es sustancial un rango de velocidades que no necesariamente deben apegarse al rango de velocidad teóricamente esperada.

Este trabajo de investigación logró la transmisión de información de manera confiable utilizando una línea de C.A. como medio de comunicación, y aunque la investigación se enfocó en el caso particular del control de velocidad de un motor, la circuitería desarrollada podría emplearse para cualquier aplicación que necesite enviar información representada por un valor entre 0.12 y 0.84 sobre líneas de C.A. a una frecuencia de 5 kHz. Más aún, la circuitería cuenta con la posibilidad de trabajar a diferentes frecuencias modificando algunos de sus parámetros y aunque la comunicación está asegurada para una distancia de 10 metros, se podría establecer comunicación a distancias mayores realizando pequeños ajustes a las ganancias inmiscuidas en las etapas de amplificación.

6.2. Recomendaciones para trabajos futuros.

Se proponen las siguientes recomendaciones para trabajos futuros referentes a la presente investigación con el fin de enriquecer los resultados y mejorar lo obtenido:

- Posibilitar al sistema con el control de sentido de giro del motor.
- Realizar una interfaz gráfica que permita al operador visualizar la velocidad establecida por el sistema al motor sin la necesidad de equipos auxiliares.
- Experimentar con señales de control a frecuencias superiores a la utilizada en este trabajo de investigación
- Experimentar el sistema de control implementado con líneas eléctricas que presenten nodos intermedios entre el punto de transmisión y recepción, así como también en casos en los que la línea eléctrica no finalice en el receptor.

- Implementer un control a lazo cerrado de manera local en el receptor

- Desarrollar comunicación bidireccional en el sistema de tal manera que se pueda llevar a cabo un sistema de control de lazo cerrado.

- Utilizar dispositivos de mayor precisión para tener mayor dominio en la generación de señal PWM y en el manejo de señales en general

6.3. Publicaciones y ponencias.

Publicaciones

- **G. Velasco-Perez**, A. González-Rodríguez, P. M. García-Vite, I. Sánchez-Gámez y S. Mercado-Hernández, “Transmisión de señal de control PWM sobre línea de C.A.”, *Transversalidad científica y tecnológica*,2018

Ponencias

- **G. Velasco-Perez**, “Transmisión de señal de control PWM sobre línea de C.A.”, *6 Encuentro de Jóvenes Investigadores de Tamaulipas 2018*,2018

Bibliografía

- [1] S. Hsieh, T. Ku, J. Tsai, C. Lin y C. Chen. Broadcasting control of intelligent air conditioners using power line carrier technology. In *2014 IEEE/IAS 50th Industrial Commercial Power Systems Technical Conference*, 2014.
- [2] A. Kosonen y J. Ahola. Communication concept for sensors at an inverter-fed electric motor utilizing power-line communication and energy harvesting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 25(4):2406–2413, 2010.
- [3] B.C. Kuo. *Sistemas de control automático*. Prentice Hall Hispanoamericana, 1996.
- [4] K. Ogata y B.F. Frankel. *Ingeniería de control moderna*. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., 1980.
- [5] P.C.Krause, O.Wasynczuk y S. Sudhoff. *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press series on power engineering. IEEE Press, 2002.
- [6] Reston Condit. Application note brushed dc motor fundamentals. Technical report, Microchip Technology Inc, 2010.
- [7] P.B. Crilly y A.B. Carlson. *Communication Systems*. McGraw-Hill Education, 2009.
- [8] S. Galli, A. Scaglione, y Z. Wang. For the grid and through the grid: The role of power line communications in the smart grid. *Proceedings of the IEEE*, 99(6):998–1027, 2011.
- [9] L. Lampe, A. Tonello, Andrea y T. Swart. *Power line communications: Principles, standards and applications from multimedia to smart grid: Second edition*. 2016.
- [10] M. Yigit, V. Gungor, G. Tuna, M. Rangoussi y E. Fadel. Power line communication technologies for smart grid applications: A review of advances and challenges. *Computer Networks*, 70:pp 366 – 383, 2014.

- [11] E. Mainardi y M. Bonfe. Powerline communication in home-building automation systems. In *Robotics and Automation in Construction*. IntechOpen, 2008.
- [12] H.C. Ferreira, H.M. Grove, O. Hooijen y A.J. Vinck. Power line communications: an overview. 1996.
- [13] S. Galli y T. C. Banwell. A deterministic frequency-domain model for the indoor power line transfer function. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24(7):pp 1304–1316, 2006.
- [14] A. M. Tonello, F. Versolatto, B. Bejar y S. Zazo. A fitting algorithm for random modeling the plc channel. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(3):pp 1477–1484, 2012.
- [15] F. J. Canete. J. A. Cortes. L. Diez y J. T. Entrambasaguas. A channel model proposal for indoor power line communications. *IEEE Communications Magazine*, 49(12):pp 166–174, 2011.
- [16] Narrowband orthogonal frequency division multiplexing power line communication transceivers for itu-t g.hnem networks.
- [17] Nmx-j-098-ance-2014 sistemas eléctricos - tensiones eléctricas normalizadas.
- [18] M. Barr. Pulse width modulation. *Embedded Systems Programming*, 14(10):pp 103–104, 2001.
- [19] N. Mohan, T. M. Undeland y W. P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. John Wiley and Sons, Inc, 2003.