

Instituto Tecnológico de Costa Rica

Escuela de Ingeniería en Electrónica



**Implementación de un selector automático de arrancadores para lámparas
fluorescentes de la empresa Sylvania**

David Vargas Bolaños

Cartago, Junio 2007

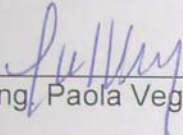
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE COSTA RICA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRONICA

PROYECTO DE GRADUACIÓN

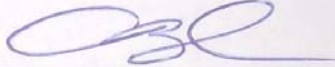
TRIBUNAL EVALUADOR

Proyecto de Graduación defendido ante el presente Tribunal Evaluador como requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura, del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

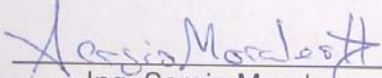
Miembros del Tribunal



Dr.-Ing. Paola Vega Castillo
Profesor lector



M.Sc. Ing. Carlos Badilla Corrales
Profesor lector



Ing. Sergio Morales
Hernández
Profesor asesor



Los miembros de este Tribunal dan fe de que el presente trabajo de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica

Cartago, Junio 2007

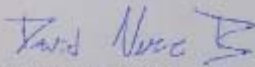
Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mí persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

Declaro que el presente Proyecto de Graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía, he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas.

En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de graduación realizado y por el contenido del correspondiente informe final.

Cartago, 20 de Junio 2007


David Esteban Vargas Bolaños

Céd: 1-1126-0779

Resumen

El proyecto motivo de este informe fue desarrollado en Sylvania S.A durante el primer semestre del año 2007, en el área de arrancadores. Específicamente involucra el cambio en el sistema de pruebas para los arrancadores mediante la inserción de un sensor electrónico que examine el estado de cada arrancador que es ensamblado.

El proceso actual tiene las siguientes características:

- Costos y tiempo en la producción de los arrancadores: La prueba actual de los arrancadores se realiza por medio del uso de un circuito eléctrico que contiene balastos y lámparas fluorescentes. El daño repetido de estos componentes representa un aumento en los costos de producción así como en el tiempo, pues es necesario detener ese paso del proceso para realizar cambios o reparaciones.
- Eficacia en las pruebas de los arrancadores para las lámparas fluorescentes: Las pruebas actuales están restringidas a la suposición de que tanto los balastos como las lámparas fluorescentes se encuentran en perfecto estado, sin embargo si alguno de estos dos dispositivos fallara, la prueba arrojaría un resultado no confiable sobre el verdadero estado del arrancador.

La solución que se dio a tal problema se basó en una tarjeta con dos sensores construidos a partir del uso de dispositivos analógicos (amplificadores operacionales) que fuera compatible con los recursos ya construidos por la empresa (plato giratorio de pruebas, válvulas neumáticas, PLC para control automático a partir de los datos del sensor, etc).

Palabras clave: Arrancador, balastro, diodo TVS, lámpara fluorescente, filtro activo, pico de tensión, transiente, PCB, PLC.

Abstract

This project was developed in Sylvania S.A. during the first semester of year 2007, in the area of starters production.

Specifically it involves the change of the system of tests for the starters by means of the insertion of an electronic sensor that examines the state of each starter that is assembled.

The current process has the following characteristics:

- Costs and time in the production of the starters: The current test of the starters is made using an electrical circuit that contains fluorescent lamps and coils. The repeated damage of these components represents an increase in the production costs as well as in production time, because it is necessary to stop that passage of the process to make changes or repairs.
- Effectiveness in the tests of the starters for the fluorescent lamps: The current tests are restricted to the supposition of which as much the coils as the fluorescent lamps are in perfect state, nevertheless if some of these two devices failed, the test would throw a nonreliable result on the true state of the starter.

The solution proposed to this problem is based on a card with two sensors constructed using analogical devices (op amps), compatible with the resources already given by the company (rotary plate of tests, pneumatic valves, PLC for automatic control from the data of the sensor, etc).

Key words: Starter, coil, diode TVS, fluorescent lamp, active filter, voltage spike, transient, PCB, PLC.

Índice de contenidos

Capítulo 1: Introducción	11
1.1 Problema existente	11
1.2 Solución propuesta	13
Capítulo 2: Meta y objetivos	14
2.1 Meta	14
2.2 Objetivo general	14
2.3 Objetivos específicos	14
Capítulo 3: Marco teórico	15
3.1 Descripción del sistema de chequeo de arrancadores actual	15
3.2 Descripción de los principios de funcionamiento en lámparas fluorescentes y arrancadores.....	16
3.2.1 Lámpara fluorescente.....	16
3.2.2 Elementos necesarios para su funcionamiento.....	16
3.2.2.1 Arrancador	17
3.2.2.2 Bimetal	18
3.2.2.3 Balastro	18
3.2.3 Funcionamiento de una lámpara fluorescente	19
3.3 Transitorios de tensión.....	20
3.3.1 Tubos de gas	22
3.3.2 Varistores de óxido metálico (MOV).....	23
3.3.3 Diodo de avalancha de silicio (TVS)	24
3.3.4 Estándar 1449 2ª edición	26
Capítulo 4: Procedimiento metodológico.....	28
4.1 Presentación y análisis de los valores pico de tensión en función del tipo de arrancador.....	28
4.2 Pruebas realizadas sobre las ampollas GB-22, 30,58,60.....	33
4.2.1 Circuito de prueba.....	33
4.2.2 Comportamiento eléctrico de los arrancadores	35
4.3 Evaluación de las alternativas tomadas en cuenta para obtener la solución final	39
4.4 Implementación de la solución.....	42
Capítulo 5: Descripción detallada de la solución.....	44

5.1 Descripción del hardware	44
5.1.1 Monitoreo de la tensión en el arrancador	44
5.1.2 Protección contra picos de tensión (spikes)	49
5.1.2 Circuito de valor absoluto	50
5.1.3 Comparador de magnitud con histéresis	51
5.1.4 Filtro Butterworth pasabajas	52
Capítulo 6: Análisis de Resultados	55
6.1 Resultados	55
6.2 Análisis	67
Capítulo 7: Conclusiones y recomendaciones	71
7.1 Conclusiones	71
7.2 Recomendaciones	72
Bibliografía	73
Apéndices	75
A.1 Glosario, abreviaturas y simbología	75
A.2 Extracto del manual técnico generado	76
A.3 Información básica sobre el proyecto y la empresa	85

Índice de figuras

Figura 1.1. Diagrama de Flujo del proceso de la fabricación de los arrancadores	11
Figura 3.1. Esquema de conexiones de una lámpara fluorescente ¹	16
Figura 3.2. Glowbottle junto a un arrancador (cortesía de Sylvania SLI)	18
Figura 3.3. Circuito básico de protección contra transitorios	21
Figura 4.1. Gráfica comparativa de los spikes medidos en las muestras de 50 bulbos.....	32
Figura 4.2. Circuito de prueba para medición del comportamiento eléctrico de los arrancadores	34
Figura 4.3. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-22 durante 10s y 1s.....	36
Figura 4.4. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-30 durante 10s y 0.5s.....	37
Figura 4.5. Bulbo GB-58. En frío (fig superior), precalentada (fig inferior) ..	38
Figura 4.6. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-60 durante 10s y 1s.....	39
Figura 4.7. Implicaciones de diseño	40
Figura 4.8. Pines de conexión del NTE859	42
Figura 4.9. Implementación de la solución	42
Figura 5.1. Red resistiva en paralelo con el arrancador (se representa este con un conector donde este puede ser colocado).....	45
Figura 5.2. Amplificador diferencial con ganancia unitaria	46
Figura 5.3. Circuito de monitoreo de tensión en el arrancador.....	49
Figura 5.4. Circuito de monitoreo de tensión en el arrancador, incluyendo protección contra transientes	49
Figura 5.5. Circuito de valor absoluto.....	50
Figura 5.6. Comparador con histéresis de 400mV	51
Figura 5.7. Filtro Butterworth pasabajos con circuito comparador de magnitud no inversor	52
Figura 5.8. Circuito general del sensor para el selector automático de arrancadores	54

Figura 6. 1. Conexiones del osciloscopio utilizado para la obtención de datos.....	55
Figura 6. 2. Puntos de medición clave en el circuito.....	57
Figura 6. 3. Forma de onda en el punto A.....	58
Figura 6. 4. Salida resultante del circuito de valor absoluto (punto B).....	59
Figura 6. 5. Forma de onda en el punto C.....	60
Figura 6. 6. Salida del filtro pasabajas (punto C).....	61
Figura 6. 7. Flanco descendente de la señal de salida del filtro pasabajas.....	62
Figura 6. 8. Flanco ascendente de la señal de salida del filtro pasabajas.....	62
Figura 6. 9. Forma de onda en la salida final del circuito.....	64
Figura 6. 10. Tiempo de respuesta del circuito entre un cambio en la entrada (en rojo) y la salida (en azul), en caso de apertura.....	64
Figura 6. 11. Tiempo de respuesta del circuito entre un cambio en la entrada (en rojo) y la salida (en azul), en caso de cierre.....	65
Figura 6. 12. Efecto del ruido en la salida del amplificador diferencial en el circuito prototipo sin blindar.....	66

Índice de tablas

Tabla 3.1. Ventajas y desventajas de algunos de los elementos que se utilizan en la protección contra transitorios	25
Tabla 4.1. Distribución de valores de “Spike” para GB-22	29
Tabla 4.2. Distribución de valores de “Spike” para GB-30	29
Tabla 4.3. Distribución de valores de “Spike” para GB-58	30
Tabla 4.4. Distribución de valores de “Spike” para GB-60	31
Tabla 4.5. Resumen estadístico para las cuatro muestras.....	31
Tabla 4.6. Características de algunos dispositivos supresores de transientes de tensión.....	41
Tabla 6. 1. Tiempo de duración de flancos ascendentes y descendentes....	63
Tabla 6. 2. Tiempo de respuesta del sensor.....	66

Capítulo 1: Introducción

1.1 Problema existente

La empresa Sylvania SLI fabrica arrancadores para lámparas fluorescentes de variadas denominaciones. El rango de operación de los productos va desde el arranque de pequeñas lámparas de 120 VAC hasta lámparas UV para cámaras de bronceado de alto consumo de potencia.

El arrancador consiste básicamente en un interruptor automático cuyo principal componente es la "Glowbottle". El propósito de este dispositivo es cerrar el circuito conformado por el balastro y los electrodos de la lámpara y abrirlo de nuevo una vez que los electrodos han sido precalentados hasta el punto correcto. El siguiente diagrama esquematiza el proceso productivo de los arrancadores tal y como es llevado a cabo en la actualidad.

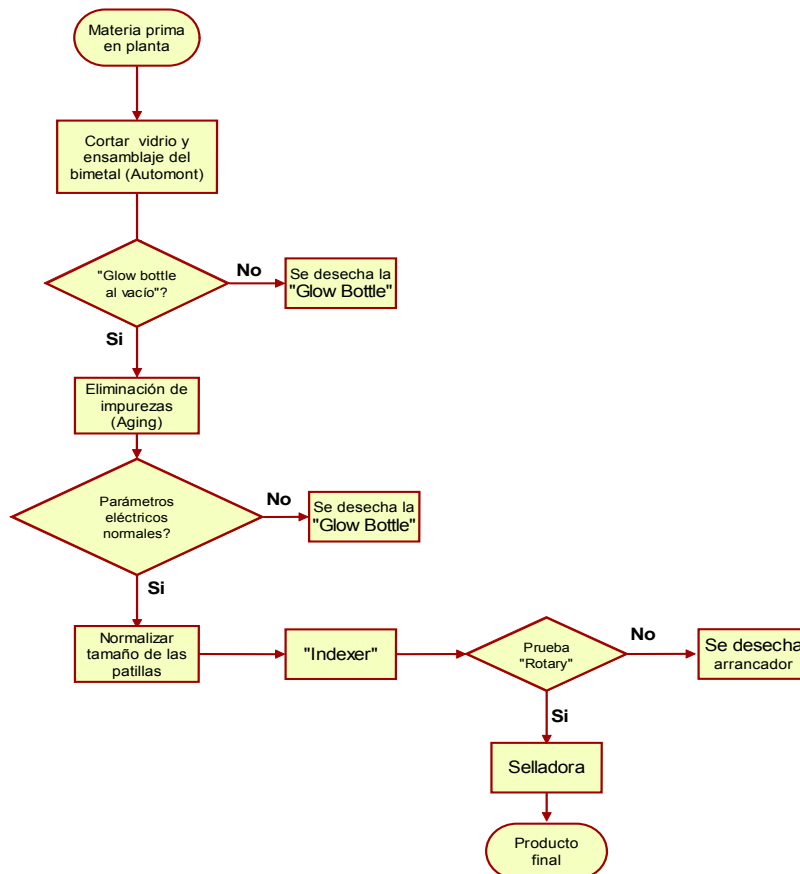


Figura 0-1.1 Diagrama de Flujo del proceso de la fabricación de los arrancadores

Del diagrama de flujos anterior, hay que destacar dos procesos en particular. El INDEXER y ROTARY. El primero de estos procesos corresponde al

ensamblaje del arrancador, es decir, las entradas de este son los componentes que conforman el producto final, "Glowbottle", capacitor de 5nF y el encapsulado que contendrá a ambos. La salida corresponde a los arrancadores.

Por otro lado, ROTARY define una prueba de comportamiento de los arrancadores previamente ensamblados, en la sección INDEXER. Esta prueba consiste en un sistema que por medio de un plato giratorio evalúa una serie de arrancadores simultáneamente mediante el encendido de un tubo fluorescente, la luz del mismo es registrado por un sensor óptico, en otras palabras, el criterio para considerar que el arrancador funciona correctamente es el encendido de la lámpara. Es precisamente en este punto donde se tiene el problema, pues si el tubo fluorescente está dañado la prueba arroja un resultado negativo que no refleja necesariamente el verdadero estado del arrancador. Esta situación es controlada mediante el constante cambio de los tubos, lo cual implica un gasto que podría suprimirse, además de tiempo, pues la máquina debe detenerse cada vez que esta situación se da. Adicionalmente esto influye en la necesidad de mantener un operario en este punto para que realice los respectivos cambios.

Visto esto, el problema se puede sintetizar de la siguiente forma:

La empresa Sylvania SLI actualmente cuenta con una revisión de arrancadores no óptima en términos de confiabilidad y tiempo y costos.

La solución a este problema basa su importancia en que debe ser insertada en el proceso INDEXER, convirtiéndose este en el último punto de chequeo del producto (posterior eliminación del proceso ROTARY), es decir, el sistema de pruebas que se llegue a insertar es el encargado final de separar el producto defectuoso del que será entregado al cliente final.

1.2 Solución propuesta

La solución debe contener los siguientes aspectos básicos:

- Resistencia a tensiones máximas de 3KV
- El sistema debe reflejar de manera fiel la conmutación del bimetálico en el arrancador para lámparas fluorescentes.
- El sistema de prueba, debe estar en capacidad de diferenciar entre la conmutación del bimetálico y un potencial cortocircuito en el capacitor en paralelo, así como una rotura en el balastro.
- No se debe alterar el comportamiento eléctrico del arrancador.
- Debe incrementarse la velocidad de las pruebas en comparación al sistema actual.
- Es necesario que el circuito final sea inmune al ruido eléctrico presente en la planta de producción.

Un punto de suma importancia en el diseño es el blindaje del sensor (con el fin de proporcionar inmunidad al ruido eléctrico industrial), por esta razón el uso de cable multiconductor blindado se hace necesario, así como de contenedores metalizados que garanticen el aislamiento. El segundo punto es la resistencia a picos de tensión los cuales se presentan constantemente y no representan un caso aislado, por lo tanto esta sección debe ser suficientemente robusta para soportar un ciclo de trabajo de 24 horas. Finalmente, la tercera parte incluye el tratamiento a las señales obtenidas, de manera tal que la salida del circuito sensor refleje de manera confiable la conmutación y el tiempo de la misma en el bimetálico.

Capítulo 2: Meta y objetivos

2.1 Meta

Reducir los costos de producción de arrancadores en 10% por cierto anual y el tiempo en la elaboración de arrancadores en 5%.

2.2 Objetivo general

Desarrollar un sistema de prueba para componentes “Glow Bottle”, en el selector automático de arrancadores de la máquina Indexer.

2.3 Objetivos específicos

- Rediseñar el circuito de acople óptico existente actualmente en la sección “Anging Conveyor” aplicado al sistema selector de arrancadores en la máquina INDEXER.
- Evaluar, mediante pruebas de laboratorio, los parámetros de tensión y tiempo de los arrancadores en condición de uso nominal.
- Aplicar procedimientos estadísticos básicos, a los parámetros de tensión y tiempo de los arrancadores para definir los ajustes del sistema diseñado.
- Implementar el circuito en la máquina INDEXER.
- Generar un manual escrito con las especificaciones técnicas del funcionamiento del sistema realizado.

Capítulo 3: Marco teórico

3.1 Descripción del sistema de chequeo de arrancadores actual

El último punto de chequeo del producto, en la actualidad, se denomina ROTARY, este tiene por objetivo evitar que sea entregado al cliente un producto (en este caso arrancadores) con características defectuosas. Presenta las siguientes características:

- Está formado por un plato giratorio con múltiples circuitos de prueba (un balastro y un tubo fluorescente por cada circuito).
- Realiza la prueba a múltiples arrancadores a la vez.
- El criterio para evaluar la condición satisfactoria en un arrancador es el encendido de un tubo fluorescente.
- La luz del tubo (si este encendió) es registrada por un sensor óptico que selecciona al correspondiente arrancador como producto aprobado.

Este sistema presenta la desventaja que funciona bajo el supuesto de que el tubo fluorescente en que se está evaluando la condición del arrancador está en buenas condiciones, sin embargo la vida útil de las lámparas fluorescentes se ve seriamente reducida por los ciclos de encendido y apagado. Por lo tanto es factible (y común) que se descarte producto en este punto debido a la condición de desgaste de los tubos y no propiamente del arrancador en prueba. Como efecto secundario de esto, se genera un gasto debido al cambio frecuente de dichos tubos, lo cual a su vez provoca tiempos muertos de producción pues es necesario detener la máquina para realizar la correspondiente operación de reemplazo.

3.2 Descripción de los principios de funcionamiento en lámparas fluorescentes y arrancadores

3.2.1 Lámpara fluorescente¹

Constantemente denominada tubo fluorescente, es una lámpara de vapor de mercurio a baja presión, utilizada para la iluminación doméstica e industrial. Su gran ventaja frente a otro tipo de lámparas, como las incandescentes, es su eficiencia energética.

Está formada por un tubo o bulbo fino de vidrio revestido interiormente con una sustancia que contiene fósforo y otros elementos que emiten luz al recibir una radiación ultravioleta de onda corta. El tubo contiene una pequeña cantidad de vapor de mercurio y un gas inerte, habitualmente argón o neón, sometidos a una presión ligeramente inferior a la presión atmosférica. Asimismo, en los extremos del tubo existen dos filamentos hechos de tungsteno.

3.2.2 Elementos necesarios para su funcionamiento

En la siguiente figura se aprecian los elementos de que consta el circuito de una lámpara fluorescente.

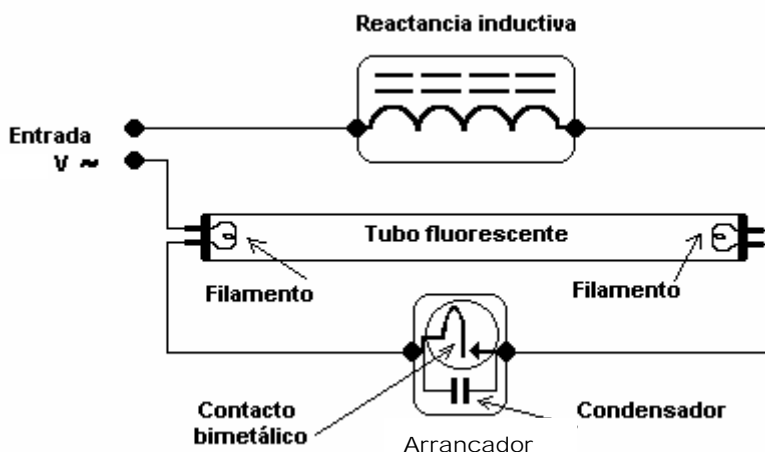


Figura 3.1. Esquema de conexiones de una lámpara fluorescente¹

¹ Información recopilada de la Enciclopedia Libre Wikipedia (GNU Free Documentation Licence, GFDL), en algunos casos los contenidos aquí expuestos fueron modificados y/o ampliados por el ejecutor de este proyecto, lo cual no constituye una violación a los principios de la licencia GFDL

En esta figura se distinguen, aparte de la propia lámpara, dos elementos fundamentales: el arrancador y la reactancia inductiva.

El arrancador consiste básicamente en un interruptor activado por temperatura cuyo principal componente es la ampolla que contiene los gases utilizados para la ionización. El propósito de este dispositivo es cerrar el circuito conformado por el balastro y los electrodos de la lámpara y abrirlo de nuevo una vez que los electrodos han sido precalentados hasta el punto correcto.

El elemento de reactancia inductiva está constituido por una bobina arrollada sobre un núcleo de láminas de hierro, el cual recibe el nombre de balastro.

3.2.2.1 Arrancador²

El arrancador está formado por una pequeña ampolla de cristal rellena de diferentes clases de gas, como neón, argón, kriptón 85 (gas radioactivo que aporta su capacidad fotoeléctrica al fenómeno de ionización) y otros, a baja presión y en cuyo interior se halla un contacto formado por láminas bimetálicas. En paralelo con este contacto se encuentra un capacitor destinado a reducir la magnitud de los picos de voltaje presentes en el momento de apertura entre los contactos del bimetal. Los contactos actúan como un interruptor normalmente abierto. La unión de estos dos dispositivos es lo que se conoce como arrancador. Este se conecta eléctricamente en paralelo a la lámpara, lo que significa que cuando se aplica la energía, una descarga que ocasiona un resplandor ocurre y se calienta el contacto bimetálico.

La descarga inductiva generada en el instante de la apertura del contacto acciona la descarga principal en el tubo fluorescente. A partir de este momento, el arrancador no consume energía en el circuito.

² Información obtenida en documentación de Sylvania SLI



Figura 0-1.2 Glowbottle junto a un arrancador (cortesía de Sylvania SLI)

3.2.2.2 Bimetal

Una lámina bimetálica está constituida por dos láminas de metal, cada una de ellas con diferente coeficiente de dilatación, superpuestas y soldadas entre sí. De este modo se consigue que cuando se calientan, al dilatarse cada una de ellas de forma distinta, el conjunto se deforma, pudiendo aprovecharse esta deformación para la apertura o cierre de un contacto eléctrico, cuya actuación depende de la temperatura.

3.2.2.3 Balastro

El balastro está formado por una reactancia inductiva, fabricado a partir de un enrollado único de alambre de cobre. Este tipo específico de lastro está formado por:

Núcleo: Conjunto de láminas metálicas que forman la estructura donde el enrollado de alambre de cobre es colocado.

Carcasa: Envoltura metálica con la finalidad de proteger al balastro

Sellador: Está formado por un compuesto de poliéster que tiene por objetivo aislar el devanado de la carcasa.

La función primordial del balastro es generar el arco eléctrico que requiere el tubo durante el proceso de encendido y mantenerlo posteriormente (durante los

cruce por cero de la corriente alterna), limitando a su vez la magnitud de corriente que fluye por el circuito del tubo fluorescente.

3.2.3 Funcionamiento de una lámpara fluorescente

Al aplicar la tensión de alimentación, el gas contenido en la ampolla del arrancador se ioniza con lo que aumenta su temperatura lo suficiente para que la lámina bimetálica se deforme cerrando el circuito, lo que hace que los filamentos de los extremos del tubo se calienten. Al cerrarse el contacto, el gas vuelve a enfriarse, con lo que los contactos se abren nuevamente y se repite el proceso. De este modo la corriente aplicada a los filamentos es pulsatoria.

La función del capacitor, contenido en el arrancador, es absorber los picos de tensión que se producen al abrir y cerrar el contacto, evitando su deterioro por las chispas que, en otro caso, se producirían.

Los filamentos, al calentarse, desprenden electrones que ionizan el gas argón que llena el tubo, formando un plasma que conduce la electricidad. Este plasma excita los átomos del vapor de mercurio que, como consecuencia, emiten luz visible y ultravioleta.

El revestimiento interior de la lámpara tiene la función de filtrar y convertir la luz ultravioleta en visible. La coloración de la luz emitida por la lámpara depende del material de dicho recubrimiento interno.

Las lámparas fluorescentes son dispositivos con pendiente negativa de la resistencia eléctrica respecto de la tensión eléctrica. Esto significa que cuanto mayor sea la corriente que las atraviesa, mayor es el grado de ionización del gas y, por tanto, menor la resistencia que opone al paso de dicha corriente. Así, si se conecta la lámpara a una fuente de tensión prácticamente constante, como la suministrada por la red eléctrica, la lámpara se destruiría en pocos segundos. Para evitar esto, siempre se conectan a través de un elemento limitador de corriente (balastro) para mantenerla dentro de límites tolerables.

Finalmente, la disminución de la resistencia interna del tubo una vez encendido, hace que la tensión entre los terminales del arrancador sea

insuficiente para ionizar el gas contenido en su ampolla y por tanto el contacto bimetalico queda inactivo cuando el tubo está encendido.

3.3 Transitorios de tensión

Un transitorio o sobrevoltaje es una condición eléctrica de sobre-esfuerzo que tiene una duración menor a algunos milisegundos. Con el objetivo de enfatizar la naturaleza del evento, algunas veces el término se usa como sobrevoltaje transitorio. El transitorio puede causar daño o malfuncionamiento en equipo electrónico sensible. El daño es una falla del "hardware" que requiere la sustitución de los componentes afectados. El concepto malfuncionamiento se refiere a un funcionamiento erróneo temporal de un circuito o sistema y generalmente no requiere la sustitución de las partes afectadas, pero sí la intervención del operador.

Una aproximación lógica de la protección contra sobrevoltajes transitorios sería:

- Determinar el nivel al cual se puede presentar el daño al componente o sistema.
- Determinar el peor escenario considerando el nivel de sobrevoltaje que afectará a un dispositivo en particular.
- Diseñar e instalar un dispositivo de protección para limitar el peor escenario en cuanto al sobrevoltaje que dañaría el dispositivo.

Una estrategia común para limitar las corrientes transitorias en un sistema sería la siguiente:

- Bloquear o limitar las corrientes transitorias a través de impedancias serie de gran tamaño.
- Drenar las corrientes transitorias a través de una impedancia paralelo casi nula.
- Una combinación de los dos métodos anteriormente mencionados.

Principios básicos para la aplicación de dispositivos de protección.

-El dispositivo o circuito de protección debe tener una mínima influencia en la operación normal del sistema a proteger. Esto es, la impedancia serie debe ser mucho muy pequeña ($Z1 \ll ZL$) y la impedancia paralelo debe ser muy grande ($Z2 \gg ZL$) para las señales de operación normal del equipo a proteger, ver la siguiente figura.

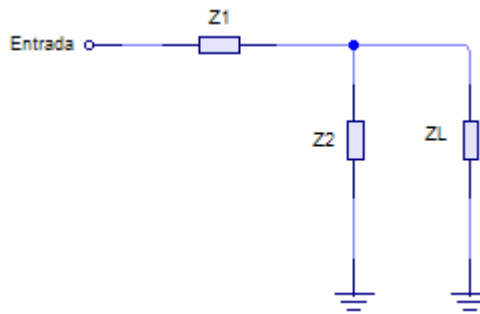


Figura 3.3. Circuito básico de protección contra transitorios

- Durante condiciones anormales (condiciones transitorias) la impedancia serie debe ser muy grande ($Z1 \gg ZL$) para limitar la corriente transitoria y la impedancia paralelo debe ser muy pequeña ($Z2 \ll ZL$) para drenar la corriente a tierra.

- Los dispositivos o circuitos de protección deben ser lo suficientemente robustos para soportar, sin dañarse, las señales transitorias. Durante el sobreesfuerzo eléctrico, el voltaje de la señal transitoria es más grande que el voltaje de la señal de operación normal. Por lo tanto, los elementos en arreglo paralelo con un comportamiento no lineal de sus

características V-I (voltaje-corriente) pueden ofrecer muy baja impedancia durante las condiciones transitorias y una impedancia muy elevada bajo condiciones normales de operación. Las formas de onda de las señales de sobrevoltaje tienen un tiempo de subida o de bajada corto (una razón de cambio muy elevada), por lo que es necesario que los elementos en paralelo del dispositivo de protección respondan muy rápido, en el rango de los nanosegundos. Estos elementos pueden ser los entrehierros en aire y los tubos de gas, varistores y elementos semiconductores.

Los tres dispositivos más comunes utilizados para la protección contra sobrevoltajes transitorios son: los tubos de gas, los varistores de óxido metálico y los diodos de avalancha de silicio. Cada dispositivo tiene sus características específicas de desempeño.

3.3.1 Tubos de gas

Uno de los primeros elementos de protección contra transitorios fue el entrehierro en aire entre dos bloques de carbón. Una de las principales desventajas de este elemento fue que el carbón se erosionaba durante la conducción de grandes cantidades de corriente. Este hecho cambiaba las características eléctricas de operación del elemento. Actualmente, este mismo principio se usa utilizando un entrehierro entre dos electrodos metálicos en un tubo sellado conteniendo una mezcla de gases nobles (neón, argón, etc.). Estos elementos en miniatura (normalmente en tubos de cerámica) pueden conducir corrientes transitorias de 5 a 20 KA para señales de 10 microsegundos sin presentar daños considerables. De todos los elementos no lineales, este dispositivo tiene la menor capacitancia parásita, cuyos valores característicos están en el rango de 0.5 a 2 picofaradios. Por lo tanto, pueden usarse en aplicaciones donde la señal tiene frecuencias mayores a 50 MHz.

Uno de los problemas a los que tiene que enfrentar este tipo de elemento de protección es la corriente remanente. Cuando ocurre un transitorio durante la posición cero de una señal alterna de 60 Hz, esta corriente remanente no constituye un problema. Sin embargo, si la señal transitoria se presenta en cualquier otro instante de la señal senoidal, el arco puede sostenerse debido a la potencia suministrada por la señal a 60 Hz. El arco se extingue cuando la forma de onda de voltaje cae por debajo del voltaje del arco.

Sus características generales son:

- Posibles corrientes remanentes en voltajes alternos mayores a 120 V.
- Lentos en tiempos de respuesta.

3.3.2 Varistores de óxido metálico (MOV)

El varistor de Oxido Metálico (MOV por sus siglas en inglés) es un elemento semiconductor no lineal cuya resistencia disminuye con el incremento en el voltaje. Bajo condiciones normales, existe una pequeña corriente de fuga menos de 0.1 mA y el varistor se comporta como un simple resistor de alto valor. Durante el transitorio, la corriente a través del varistor se incrementa, el voltaje es sostenido a un nivel muy cercano al nominal. Esta zona se conoce como la región de operación del varistor.

A corrientes muy elevadas, generalmente mayores de 100 mA, las características del varistor están dominadas por los valores de la resistencia del mismo. Generalmente están contruidos en forma de discos, por lo que tienen una gran capacitancia parásita, con valores entre 0.2 y 10 nanofaradios.

Si la inductancia de las terminales es muy pequeña, estos elementos tienen un tiempo de respuesta menor a 0.5 nanosegundos. Uno de los parámetros que afecta el comportamiento del varistor lo constituye la temperatura. Como el varistor tiene un coeficiente de temperatura negativo, la corriente se incrementa cuanto más caliente es el varistor, lo cual incrementa la corriente aún más, resultando en problemas térmicos. Los varistores generalmente se utilizan en sistemas electrónicos en donde se requiere una protección de sobrevoltaje que se propaga en o a través de los paneles eléctricos principales.

Sus características generales son:

- Fabricación con un arreglo tipo disco.
- La energía que maneja depende del tamaño físico.
- Comercialmente disponibles en un amplio rango de voltaje.
- Un tiempo de respuesta medio.

Los MOV son los componentes de mayor utilización en la protección de equipos de comunicaciones. Los MOV son mucho más rápidos que los tubos de gas. Están compuestos por una capa de oxido de zinc de forma granular. Cuando el MOV se activa conduce corriente en las líneas de demarcación que buscan la trayectoria de menor impedancia. Cada sobrevoltaje transitorio sigue

la misma trayectoria y cada incidencia de las descargas transitorias de voltaje eventualmente debilitara y luego hará fallar cada línea de demarcación. Al fallar los granos, el voltaje de fijación baja de nivel y la capacidad de absorción de energía del MOV también disminuye o se degrada. Debido a que la capacidad de corriente esta en función de su masa, entre mayor sean los MOV mayor será su capacidad. Para un MOV de 20 mm, la capacidad de corriente es de 10000 amperes pico o 155 joules (8 x 20 us) y su tiempo de respuesta es en nanosegundos.

Su amplia capacidad para resistir energía y el tiempo de respuesta son la mayores cualidades del MOV mientras que la degradación es su mayor debilidad. Con el fin de ofrecer protección confiable, la degradación debe ser un factor importante en el diseño de un supresor de sobrevoltajes transitorios MOV.

3.3.3 Diodo de avalancha de silicio (TVS)

Los diodos de pulsos de altas corrientes (también conocidos como "Transient Voltage Suppressor" o simplemente TVS) pueden encontrarse en una gran variedad de configuraciones. Tienen una relación de voltaje limitador más eficiente que un varistor con un tiempo de respuesta mucho más rápido. Su tiempo de vida es ilimitado si las corrientes transitorias no sobrepasan los valores nominales de operación. Desafortunadamente, estos elementos no tienen la capacidad de manejar grandes cantidades de corriente en un solo paquete.

Se debe tener especial cuidado en la etapa de diseño con el objeto de asegurar la correcta capacidad de manejar la energía para la cual está diseñado. El diodo TVS y el varistor son más rápidos que los entrehierros en aire y que la mayoría de los tubos son de gas.

Sus características eléctricas generales son:

- Rápida respuesta
- Baja capacidad de energía

- Amplio rango de voltajes.

Un MOV de 20 mm ofrece una protección de 155 joules en tanto que el TVS ofrece tan solo 5 joules de protección. Para lograr una capacidad elevada y resistir grandes cantidades de energía, se tienen que combinar cierta cantidad de dispositivos TVS. Pero al aumentar la cantidad de estos dispositivos sube el precio del equipo de protección que lo contiene. Además, la instalación de una cantidad insuficiente o inadecuada de dispositivos TVS puede provocar fallas catastróficas en el equipo de protección contra sobrevoltajes transitorios. El TVS es el componente más confiable pero brinda la protección menos efectiva en cuanto al costo de operación cuando se evalúa su costo en dólares por joule de energía.

Tabla 3.1. Ventajas y desventajas de algunos de los elementos que se utilizan en la protección contra transitorios

■ Supresor	Ventajas	Desventajas	Ejemplos de uso
Tubos de gas	<ul style="list-style-type: none"> ■ Capacidad para manejar corrientes elevadas ■ Baja capacitancia ■ Elevada resistencia de aislamiento 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Elevados voltajes de arqueo ■ Ciclo de vida limitado ■ De lenta respuesta ■ No se reestablece bajo CD 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Protectores primarios en Telecomunicaciones y líneas de AC ■ Paso primario para algunos módulos híbridos
Varistor de óxido metálico	<ul style="list-style-type: none"> ■ Capacidad para manejar corrientes elevadas ■ Bajo costo ■ Amplio rango de corriente-voltaje 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Degradación gradual ■ Elevado voltaje limitador ■ Difícil de montar sobre superficies 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Protectores secundarios ■ Para líneas de AC y automotores ■ Aplicaciones limitadas a nivel de tarjetas ■ Protección primaria o secundaria para esquemas híbridos
Diodo TVS	<ul style="list-style-type: none"> ■ Bajo voltaje limitador ■ No se degrada ■ Amplio rango de voltaje ■ Tiempo de respuesta ultrarrápido 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Rango limitado de corriente transitoria ■ Costo elevado 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Ideal para aplicaciones a nivel de tarjetas con componentes semiconductores ■ Aplicaciones limitadas en protecciones secundarias ■ Ideal para transitorios eléctricos y problemas de ESD y EFT ■ Protección final para esquemas híbridos
Tiristor TVS	<ul style="list-style-type: none"> ■ No se degrada ■ Rápido tiempo de respuesta ■ Manejo de altas corrientes 	<ul style="list-style-type: none"> ■ No se restablece bajo CD ■ Limitado rango de voltaje 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Protección primaria y secundaria en circuitos de telecomunicaciones

Mientras que el precio puede representar una limitación importante, la confiabilidad debe ser la preocupación primaria. Los dispositivos de protección se deben evaluar con base en su capacidad para sobrevivir múltiples sobrevoltajes transitorios. Para la evaluación de supresores es importante entender el estándar UL 1449, el cual fue implementado para certificar tanto la seguridad de los supresores cuando se instalan en un circuito como las bases de comparación de los voltajes de paso. La agencia UL (Underwriters Laboratories) adoptó las pruebas de corriente recomendadas por el IEEE STD C62.41. La prueba consiste en aplicar impulsos de 3000 amperes durante 8 x 20 us y se determinó como capacidad mínima 330 V para un servicio de 120 V. El principio aceptado es que mientras menor sea el voltaje mejor será su capacidad. Una deficiencia del estándar UL1449 es que esto no refleja los voltajes de paso para los dispositivos instalados, por lo que se preparó el estándar UL1449 2ª edición.

3.3.4 Estándar 1449 2ª edición

Este estándar trata sobre las deficiencias de las pruebas de UL 1449 para los voltajes de paso, usando alambres para simular el dispositivo instalado. Un resumen de las pruebas indicaba lo siguiente:

Como promedio, los voltajes de fijación más bajos se obtenían con un módulo híbrido que utiliza dispositivos MOV y TVS. Por UL 1449 (3000 amperes, 8 x 20 us, prueba con alambre), un módulo con dispositivos MOV presentó un mejor desempeño que un módulo con dispositivos TVS.

Se encontró en las pruebas que la mayor diferencia de voltaje de fijación entre un dispositivo MOV y un TVS es de solo 83 voltios, Se encontró en las pruebas que la diferencia entre el voltaje de paso más alto y el más bajo era consistente para ambos dispositivos MOV y TVS. Hay que enfatizar que además de las consideraciones del estándar UL1449, los supresores se deben evaluar de acuerdo con los parámetros del equipo que se protegerá. Los supresores nunca se deben instalar con más de dos pies de alambre de conexión al centro

de carga que alimenta al equipo protegido. Cuando sea posible, el supresor de sobre voltajes transitorios se debe instalar en la primera posición del interruptor para maximizar así todas las alimentaciones del interruptor. Si el supresor se instala en la posición indicada o se usa un protector bi-direccional, se asegura que tanto las descargas transitorias de voltaje externas como las que se generaran internamente en el centro de carga no pasen al equipo critico que se va a proteger

Capítulo 4: Procedimiento metodológico

El estudio, por medio de pruebas de laboratorio, constituyó el primer paso en el adiestramiento sobre el comportamiento eléctrico de los arrancadores. En vista de que el proyecto se realizó en las instalaciones del fabricante, toda la información concerniente a este dispositivo fue accedida de manera expedita y no fue necesario el uso de fuentes externas de información para esta sección específica.

4.1 *Presentación y análisis de los valores pico de tensión en función del tipo de arrancador*

En el momento de elaboración de este proyecto, la producción de arrancadores se redujo a cuatro líneas de para lámparas fluorescentes de diferente potencia. Su proceso de prueba está restringido a una serie de máquinas denominadas "Rotary", las cuales realizan una prueba, por cada arrancador producido, mediante el encendido de lámparas fluorescentes.

A continuación se presenta un resumen estadístico de una de las características más relevantes para este proyecto. Esta es el valor de los picos de tensión generados en el arrancador en el momento de la apertura de su contacto. La obtención de los datos se dirigió de la siguiente manera, cuatro muestras compuestas por 50 bulbos de los modelos GB-22, GB-30, GB-58 y GB-60, para un total de 200 elementos. Se presentan a continuación para cada muestra, creando un análisis individual por modelo.

Tabla 4.1. Distribución de valores de “Spike” para GB-22

SPIKES GB22 (V)	Frecuencia	Frec. Acum.	Porcentaje	Porc. Acum.
600	1	1	2 %	2 %
730	1	2	2 %	4 %
780	1	3	2 %	6 %
800	2	5	4 %	10 %
810	1	6	2 %	12 %
830	1	7	2 %	14 %
890	2	9	4 %	18 %
900	5	14	10 %	28 %
910	5	19	10 %	38 %
950	3	22	6 %	44 %
980	11	33	22 %	66 %
990	1	34	2 %	68 %
1000	7	41	14 %	82 %
1100	4	45	8 %	90 %
1200	5	50	10%	100%

Tabla 4.2. Distribución de valores de “Spike” para GB-30

SPIKES GB30 (V)	Frecuencia	Frec. Acum.	Porcentaje	Porc. Acum.
340	1	1	2 %	2 %
500	1	2	2 %	4 %
760	1	3	2 %	6 %
910	1	4	2 %	8 %
930	2	6	4 %	12 %
940	3	9	6 %	18 %
980	1	10	2 %	20 %
1020	1	11	2 %	22 %
1040	3	14	6 %	28 %
1050	4	18	8 %	36 %
1060	1	19	2 %	38 %
1090	2	21	4 %	42 %
1100	4	25	8 %	50 %
1120	7	32	14 %	64 %
1130	1	33	2 %	66 %
1140	4	37	8 %	74 %
1150	1	38	2 %	76 %
1240	1	39	2 %	78 %
1340	2	41	4 %	82 %
1350	1	42	2 %	84 %
1360	1	43	2 %	86 %
1370	1	44	2 %	88 %
1430	1	45	2 %	90 %
1440	2	47	4 %	94 %
1540	1	48	2 %	96 %
1560	1	49	2 %	98 %
1940	1	50	2 %	100%

Tabla 4.3 Distribución de valores de “Spike” para GB-58

SPIKES GB58 (V)	Frecuencia	Frec. Acum.	Porcentaje	Porc. Acum.
575	1	1	2 %	2 %
645	1	2	2 %	4 %
825	1	3	2 %	6 %
905	1	4	2 %	8 %
945	1	5	2 %	10 %
1035	1	6	2 %	12 %
1265	1	7	2 %	14 %
1275	1	8	2 %	16 %
1345	2	10	4 %	20 %
1365	2	12	4 %	24 %
1410	1	13	2 %	26 %
1425	1	14	2 %	28 %
1445	1	15	2 %	30 %
1455	1	16	2 %	32 %
1485	1	17	2 %	34 %
1545	1	18	2 %	36 %
1555	2	20	4 %	40 %
1565	1	21	2 %	42 %
1585	1	22	2 %	44 %
1605	1	23	2 %	46 %
1625	5	28	10 %	56 %
1635	1	29	2 %	58 %
1645	1	30	2 %	60 %
1685	1	31	2 %	62 %
1705	1	32	2 %	64 %
1715	2	34	4 %	68 %
1805	1	35	2 %	70 %
1835	1	36	2 %	72 %
1845	2	38	4 %	76 %
1885	1	39	2 %	78 %
1925	1	40	2 %	80 %
1945	1	41	2 %	82 %
1955	1	42	2 %	84 %
2035	1	43	2 %	86 %
2245	1	44	2 %	88 %
2285	1	45	2 %	90 %
2325	1	46	2 %	92 %
2535	1	47	2 %	94 %
2585	1	48	2 %	96 %
2655	1	49	2 %	98 %
2885	1	50	2 %	100 %

Tabla 4.4. Distribución de valores de “Spike” para GB-60

SPIKES GB60 (V)	Frecuencia	Frec. Acum.	Porcentaje	Porc. Acum.
280	1	1	2 %	2 %
540	1	2	2 %	4 %
580	1	3	2 %	6 %
680	2	5	4 %	10 %
940	1	6	2 %	12 %
980	1	7	2 %	14 %
1010	1	8	2 %	16 %
1050	1	9	2 %	18 %
1060	1	10	2 %	20 %
1070	1	11	2 %	22 %
1090	1	12	2 %	24 %
1100	1	13	2 %	26 %
1120	1	14	2 %	28 %
1130	1	15	2 %	30 %
1180	2	17	4 %	34 %
1190	4	21	8 %	42 %
1200	1	22	2 %	44 %
1220	1	23	2 %	46 %
1230	1	24	2 %	48 %
1260	6	30	12 %	60 %
1280	3	33	6 %	66 %
1350	2	35	4 %	70 %
1380	1	36	2 %	72 %
1400	2	38	4 %	76 %
1480	1	39	2 %	78 %
1620	1	40	2 %	80 %
1670	1	41	2 %	82 %
1700	1	42	2 %	84 %
1760	1	43	2 %	86 %
1780	1	44	2 %	88 %
1940	1	45	2 %	90 %
2000	1	46	2 %	92 %
2110	1	47	2 %	94 %
2290	1	48	2 %	96 %
2380	1	49	2 %	98 %
2900	1	50	2 %	100 %

Tabla 4.5. Resumen estadístico para las cuatro muestras

Variable	N	Suma	Media (V)	Desviación típ. (V)	Error típ. de la media (V)
Spikes GB 22	50	48200	964	981.388	138.789
Spikes GB30	50	56180	1123.6	1162.023	164.334
Spikes GB58	50	82335	1646.7	1730.680	244.755
Spikes GB60	50	67110	1342.2	1468.309	207.650

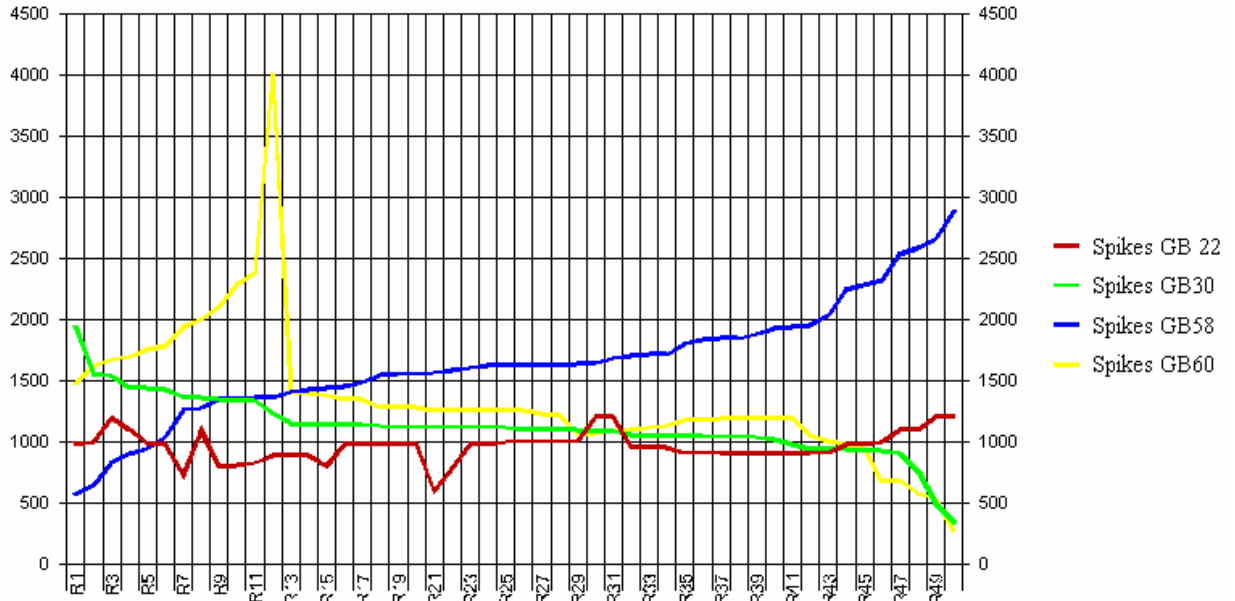


Figura 4.1. Gráfica comparativa de los spikes medidos en las muestras de 50 bulbos

Los resultados del resumen estadístico son claros al demostrar que el bulbo con un promedio más bajo en cuanto a picos de tensión es el GB-22. Este bulbo presenta una estabilidad superior a los otros tres analizados, según se nota en el gráfico y se confirma con su desviación típica y error de la media, que también son los más bajos. El caso del GB-58 difiere de los otros tres pues presenta una inestabilidad en sus datos que es visible en la figura anterior. A pesar de no ser el bulbo de mayor potencia sus picos son los más altos y su desviación la mayor en un 15% con respecto a la que le sigue, es decir la GB-60.

Estos cálculos dan una idea clara del tipo tensiones contra los que se debe proteger el sensor. Mas se debe seguir el principio de proteger contra el peor de los casos, es decir, el circuito no debe fijar los valores promedio en el máximo de su capacidad, en vez de ello la protección debe ser efectiva para los valores absolutos máximos medidos con un rango de holgura suficiente que le permita operar sin restricción del modelo de bulbo.

4.2 Pruebas realizadas sobre las ampollas GB-22, GB-30, GB-58, GB-60

Las cuatro líneas de arrancadores están conformados por cuatro modelos de ampollas, estos son GB-22 y GB-30 (para arrancadores de baja potencia y 120 VAC), GB-58 y GB-60, estas dos últimas con diferentes características de potencia para 220VAC. Puesto que la cantidad, concentración y las proporciones de gases que contiene cada modelo varía, su comportamiento eléctrico se ve notablemente afectado en términos de tiempos de de cerrado (closure time), magnitud de los picos de tensión, NRV (refiriéndose a su estabilidad con respecto a la temperatura), etc.

En vista de las diferencias en sus características, las pruebas de laboratorio fueron realizadas a muestras de 10 ampollas por cada modelo, es decir, se utilizó 40 unidades, escogidas aleatoriamente, para medir el comportamiento de las mismas.

Las siguientes subsecciones resumen los resultados obtenidos en las pruebas de laboratorio.

4.2.1 Circuito de prueba

Con el fin de realizar las pruebas, se ensambló un circuito de prueba básico que excluye el uso de una lámpara fluorescente, pues una vez que esta hubiese encendido el arrancador permanecería abierto invariablemente. En vez de esto, al no contar con una lámpara fluorescente las aperturas y cierres del contacto en el arrancador suceden de manera repetitiva, lo que permite obtener una mayor cantidad de información en un poco tiempo.

El lapso de tiempo para cada prueba se fijó en diez segundos, pues de tratarse de un circuito común de encendido una lámpara fluorescente en condiciones óptimas, esta se energizaría en menor tiempo.

El circuito de prueba se observa en la siguiente figura.

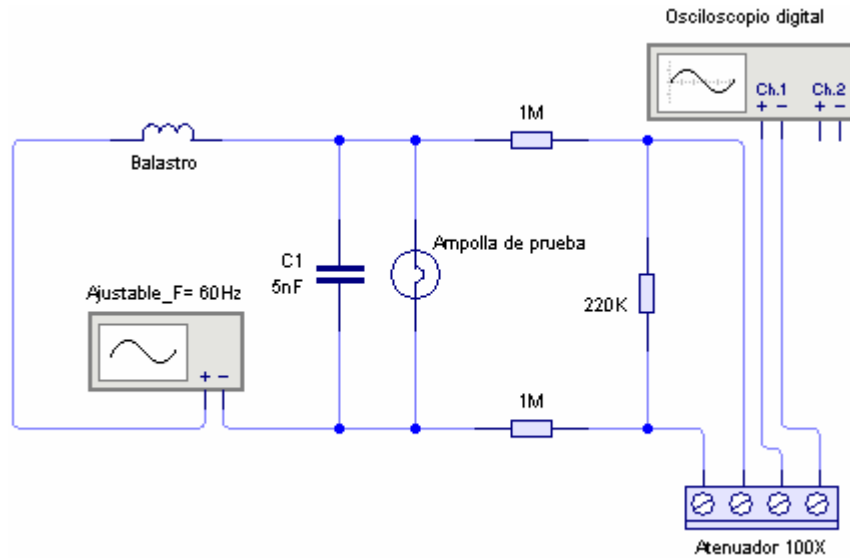


Figura 4.2. Circuito de prueba para medición del comportamiento eléctrico de los arrancadores

El uso de un atenuador de 100 a 1 es necesario por la presencia de los picos de voltaje que se presentan en las aperturas del contacto del arrancador, para la protección en este caso del osciloscopio.

La frecuencia a la que se operó el circuito fue de 60Hz invariablemente, el voltaje aplicado fue utilizado entre los 220VAC y los 60VAC aproximadamente.

La medición de la tensión en el arrancador se hizo por medio de un divisor de voltaje compuesto por tres resistencias, a partir de cual se obtuvo un 10% aproximadamente de la magnitud de la tensión presente en el bulbo. Con el fin de aislar el osciloscopio de la tierra de la red eléctrica, el voltaje se midió de manera diferencial.

4.2.2 Comportamiento eléctrico de los arrancadores

El primer tipo de arrancador al que se le practicaron pruebas fue el conformado por el bulbo GB-22, este es utilizado para lámparas fluorescentes de 120VAC a 20W.

El voltaje aplicado para evaluar estos dispositivos fue de 105V RMS a 60Hz, pues es con estas condiciones que se evalúan, a nivel de producción, los arrancadores.

La siguiente figura representa la respuesta en el tiempo de un arrancador con GB-22, escogido aleatoriamente, en un lapso de 10s, las cotas muestran el rango de voltaje dentro del cual no se presentan picos de voltaje. Los períodos en los que el voltaje permanece en 0V corresponden al cierre en el contacto del bulbo.

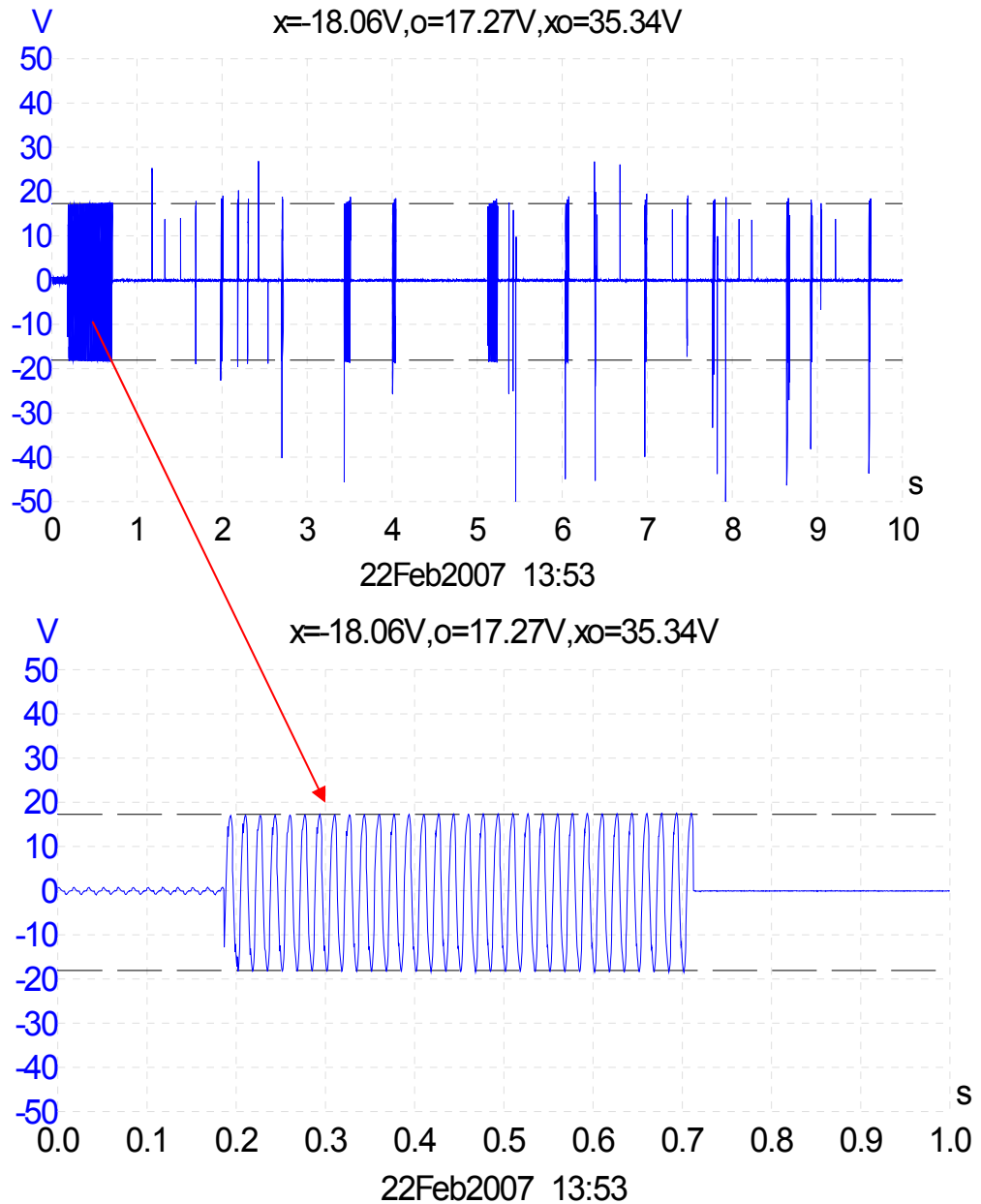


Figura 4.3. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-22 durante 10s y 1s

Según se rescata de las figuras anteriores, los picos de tensión que se generan en las aperturas del contacto superan los 505 V, debido a la escala de la figura no es posible observar su máximo.

En el caso del arrancador con GB-30 (120VAC), para lámparas de hasta 65W, se obtuvieron curvas similares, en la siguiente figura es posible observar una de ellas.

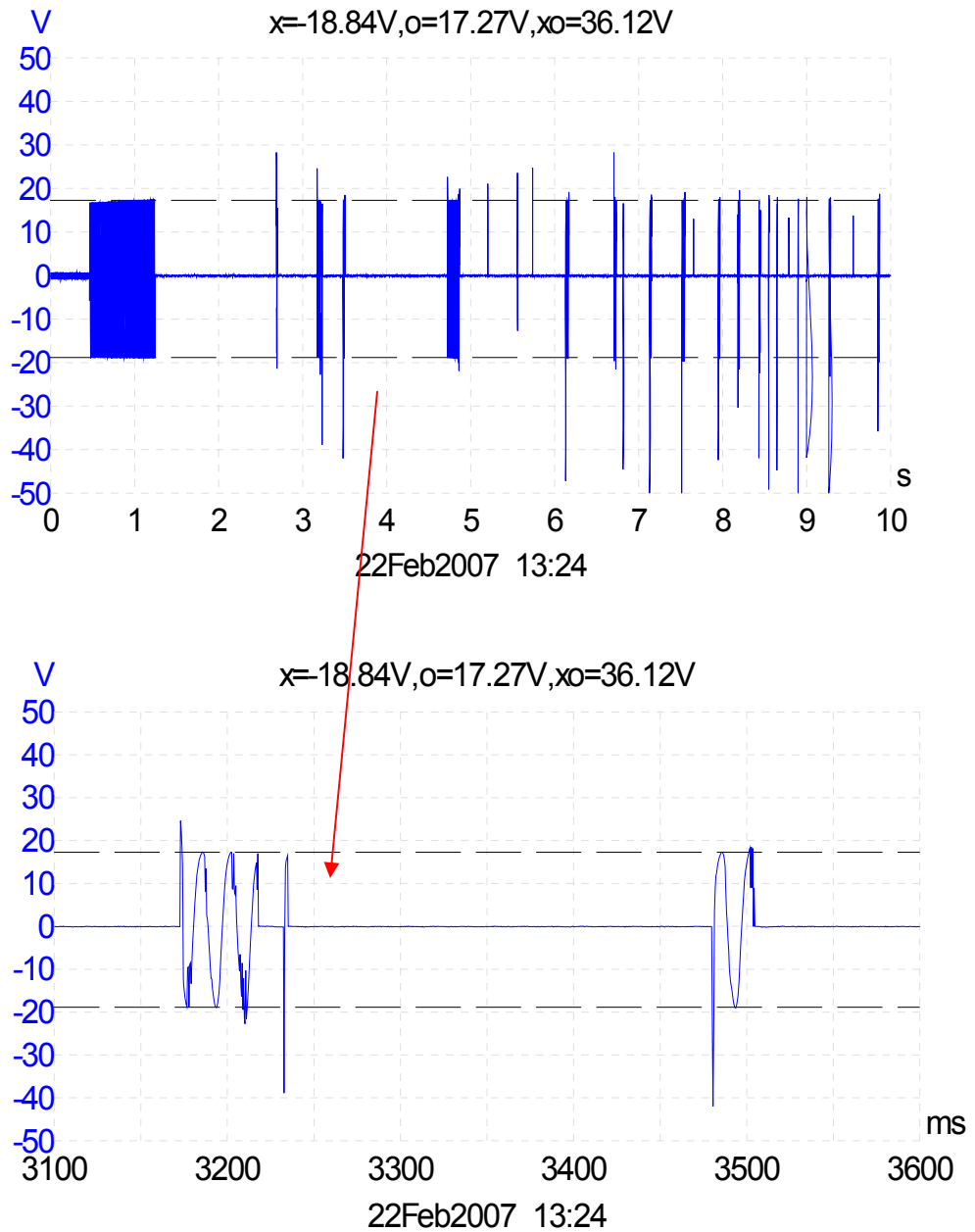


Figura 4.4. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-30 durante 10s y 0.5s

En el caso de los arrancadores para 220VAC, las pruebas se realizaron para los bulbos GB-58 y GB-60 (ambos para lámparas de 65W). la siguientes figuras muestran sus respuestas en el tiempo. Cabe señalar que el bulbo GB-58 presenta una inestabilidad más marcada en función de la temperatura, por lo que dos pruebas seguidas en una misma unidad puede arrojar resultados notablemente diferentes en la magnitud de los picos, tiempos de cierre, etc.

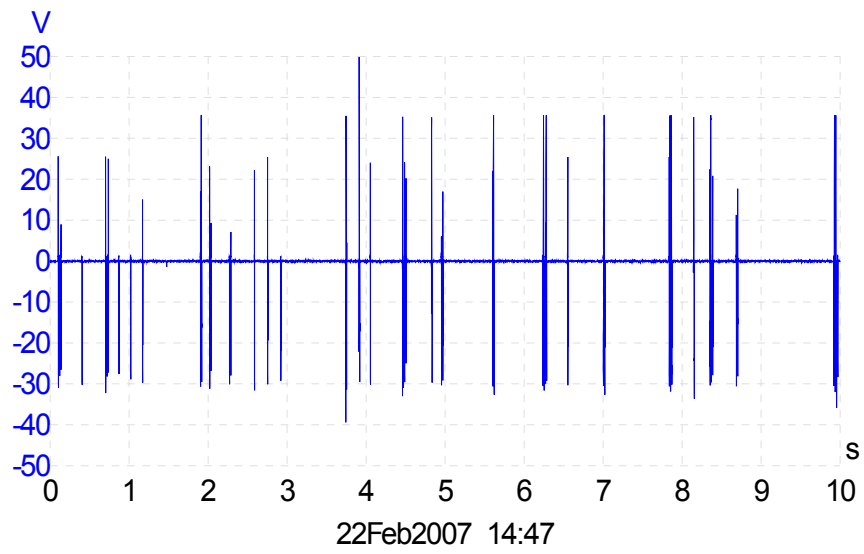
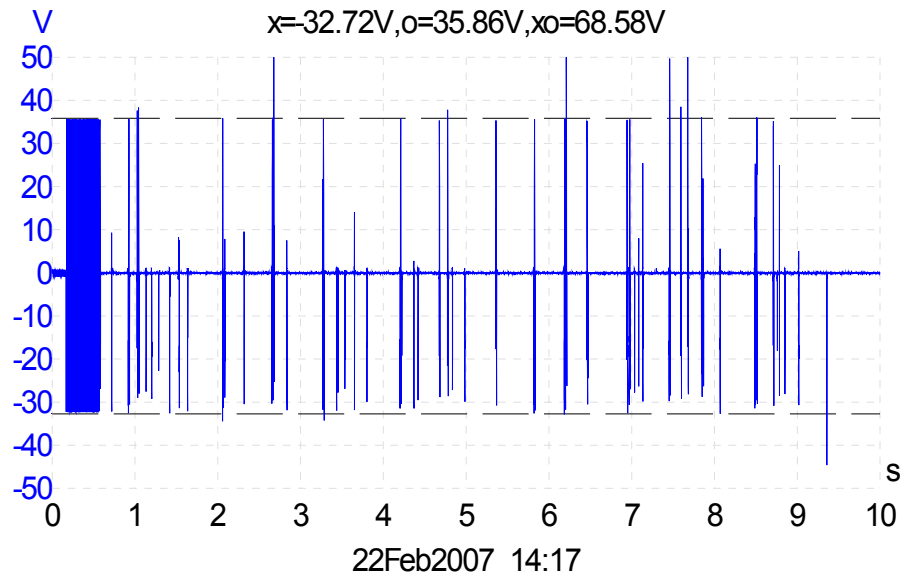


Figura 4.5. Bulbo GB-58. En frío (fig superior), precalentada (fig inferior)

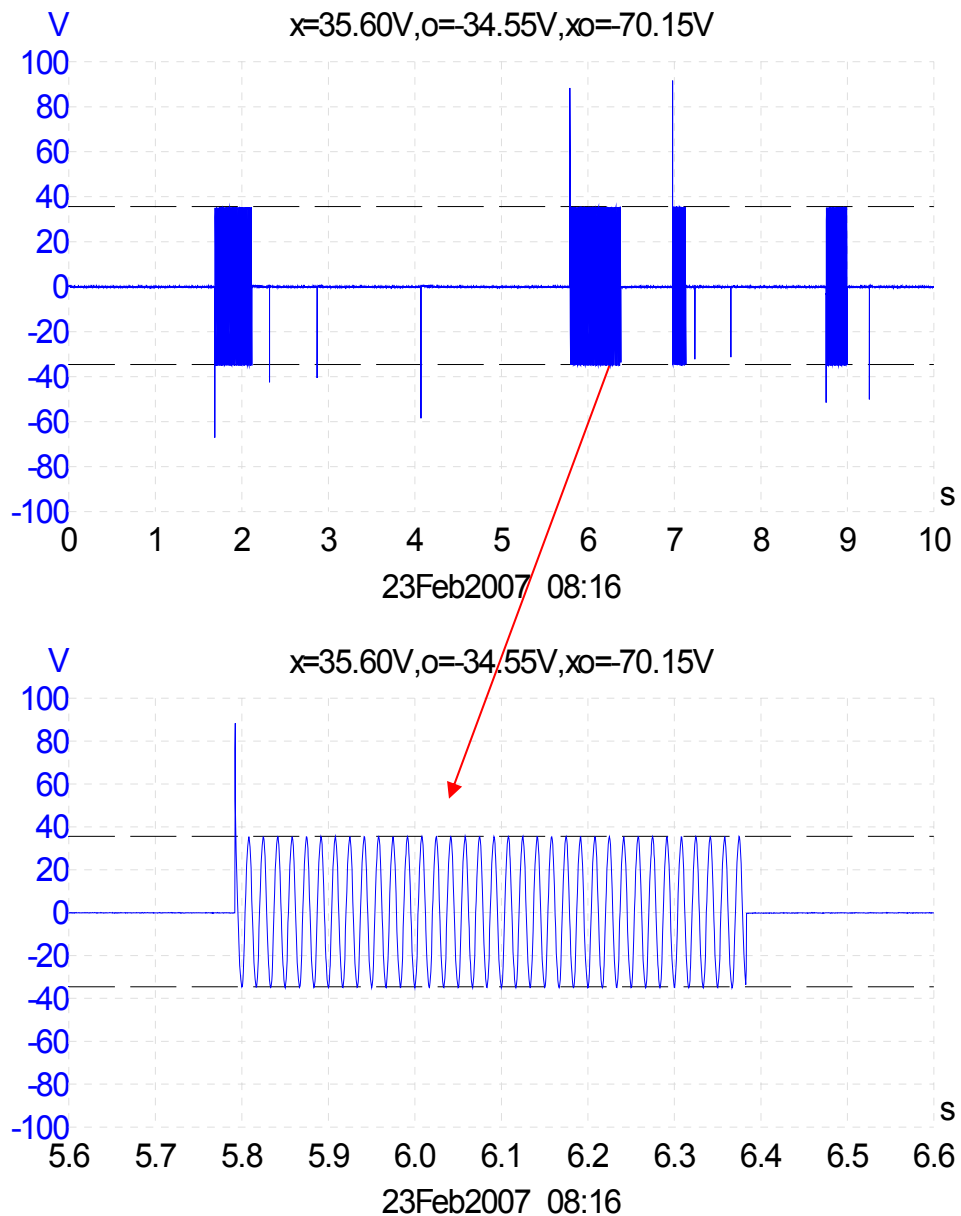


Figura 4.6. Forma de onda del voltaje presente en un arrancador con GB-60 durante 10s y 1s

4.3 ***Evaluación de las alternativas tomadas en cuenta para obtener la solución final***

El diseño del sensor se basó en dos recursos, la simulación mediante un CAD orientado a circuitos electrónicos y pruebas controladas de laboratorio. Además, se dividió, el diseño, en cuatro áreas con sus objetivos particulares:

- Protección contra sobrevoltajes: El objetivo es diseñar un circuito capaz de proteger los componentes sensibles a los altos voltajes transitorios y que este a su vez no se vea degradado en su capacidad de absorción de "spikes" en función del número de estos.
- Alteración del comportamiento medible del arrancador: El sensor que se utilice para registrar las aperturas y cierres de los arrancadores no debe insertar cambios perceptibles en el comportamiento propio de los mismos, es decir debe ser "invisible" eléctricamente.
- Salida digital: El sensor debe integrarse a un proceso ya existente, es decir, el sensor proporciona una nueva capacidad dentro del proceso, pero debe ser compatible en un 100% y no involucrar cambios de gran índole. Por lo tanto, la salida debe proporcionar niveles lógicos que puedan ser interpretados correctamente por un PLC Omron de la serie CPM2A.
- Protección contra el ruido eléctrico industrial: El entorno en que el sensor debe operar está dominado por motores, transformadores, variacs, alta y mediana tensión, generadores de 50Hz, etc. Todos estos constituyen fuentes de ruido que pueden afectar el desempeño del circuito. El blindaje de las líneas y del circuito impreso del sensor se propone como la solución más efectiva para tal protección.

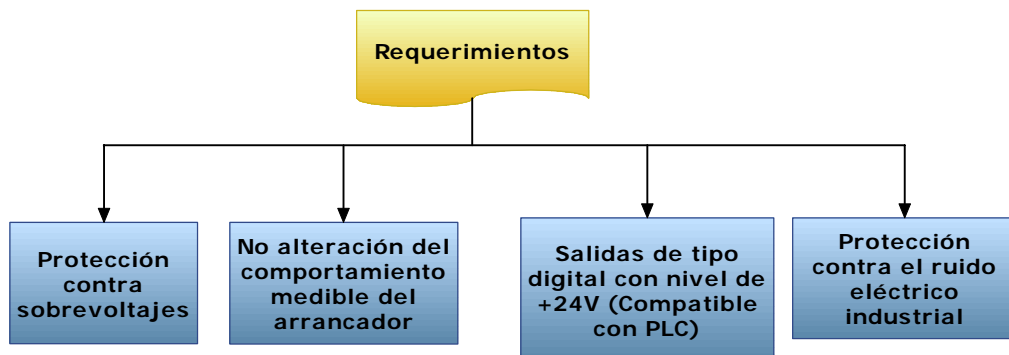


Figura 4.7. Implicaciones de diseño

Para el primer punto se investigaron 3 alternativas, la utilización de tubos de descarga gaseosa, varistor de óxido metálico (MOV) o un diodo supresor de transientes por efecto avalancha (TVS).

De estos tres dispositivos el que se ajusta en mayor medida a los requerimientos del diseño es el diodo para supresión de transientes, esta selección se hizo con base en la siguiente tabla.

Tabla 4.6. Características de algunos dispositivos supresores de transientes de tensión

Característica	Tubo de gas	MOV	TVS
Capacidad de disipación de calor	-----	155 joules	5 joules
Velocidad de respuesta	10 us	>50 ns	>5 ns
Degradación en función del uso	SÍ	SÍ	NO
Facilidad de montaje en PCB	NO	SÍ	SÍ

Los factores de peso en esta decisión fueron la no degradación del semiconductor, el bajo tiempo de respuesta y la facilidad que ofrece el dispositivo para ser montado en una placa de circuito impreso, en el caso del diodo supresor de transientes.

En cuanto al segundo punto, el uso de una etapa con impedancia de entrada alta es necesario. Esta cualidad se encuentra en un amplificador diferencial con entrada JFET, pues esta característica eléctrica sobrepasa los $10^{12} \Omega$. La selección del dispositivo recayó sobre el NTE859 pues en un mismo encapsulado se encuentran 4 amplificadores operacionales lo que aumenta el índice de integración del dispositivo

diseñado. Esta decisión se tomó, primordialmente, en función de la disponibilidad del componente en comercios costarricenses.

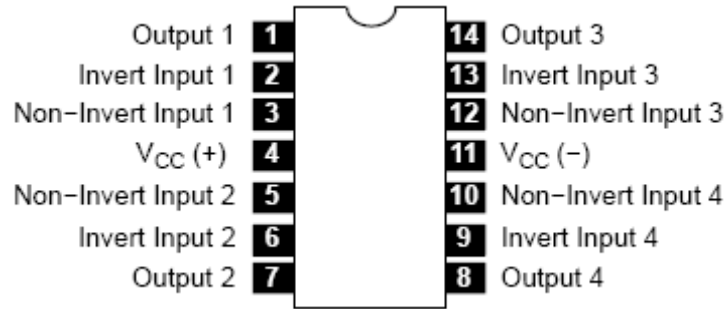


Figura 4.8. NTE859

4.4 Implementación de la solución

La solución general se representa en siguiente diagrama.

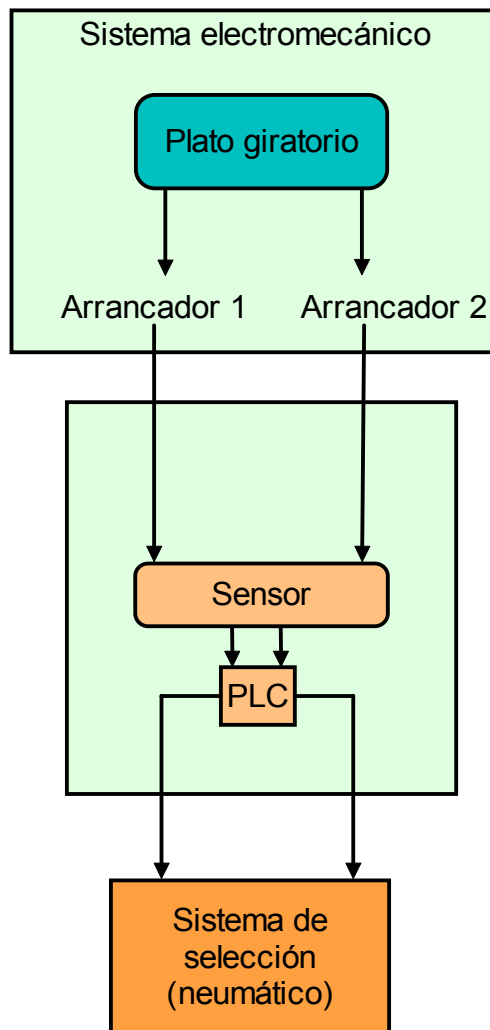


Figura 4.9. Implementación de la solución

En el esquema anterior, se especifica que el sensor recibe dos señales eléctricas desde un plato giratorio que se encarga de colocar dos arrancadores simultáneamente en dos posiciones de prueba, el sensor posee dos salidas que le indican a un PLC el resultado de la misma, es a partir de estos datos que este segundo dispositivo acciona dos pistones que separan el receptáculo de los arrancadores que superaron la prueba positivamente y los que no. Cabe señalar que el diseño del plato giratorio ya se encontraba implementado antes del comienzo de este proyecto, por lo que fue necesario adaptar el diseño del sensor al hardware ya existente. En el próximo capítulo se expone de forma detallada el diseño del hardware del sensor.

Capítulo 5: Descripción detallada de la solución

5.1 Descripción del hardware

5.1.1 Monitoreo de la tensión en el arrancador

Dentro de los requerimientos del circuito se citan la inmunidad al ruido y la protección para picos de voltaje en el orden de los KV. A partir de estos datos se pensó en un circuito que fuese capaz de reproducir la tensión presente en el arrancador de forma escalada y con referencia a un voltaje de C.D. (es decir un circuito de monitoreo de baja potencia).

Con el fin de escalar la tensión que se encuentra en el arrancador se diseñó una red de tres elementos resistivos basada en las siguientes condiciones:

- Tensión máxima presente en un arrancador (excluyendo picos de voltaje durante la apertura del contacto bimetálico): 220V RMS, es decir 312V, aproximadamente, como valor máximo.
- Picos de tensión con un valor máximo de 3KV
- Consumo de la red resistiva menor a 0.1mA, esto por cuanto esta red estará conectada en paralelo con el arrancador en prueba y no se desea afectar su comportamiento eléctrico por medio de la prueba. Es decir el circuito debe presentar una impedancia de entrada lo más alta posible.

El escalamiento se realiza por medio de tres resistencias para generar una señal flotante que pueda ser interpretada por un amplificador diferencial, esto con el fin de limpiar la señal del ruido en modo común (lo que constituye una propiedad fundamental de los amplificadores diferenciales).

El siguiente diagrama esquematiza el circuito.

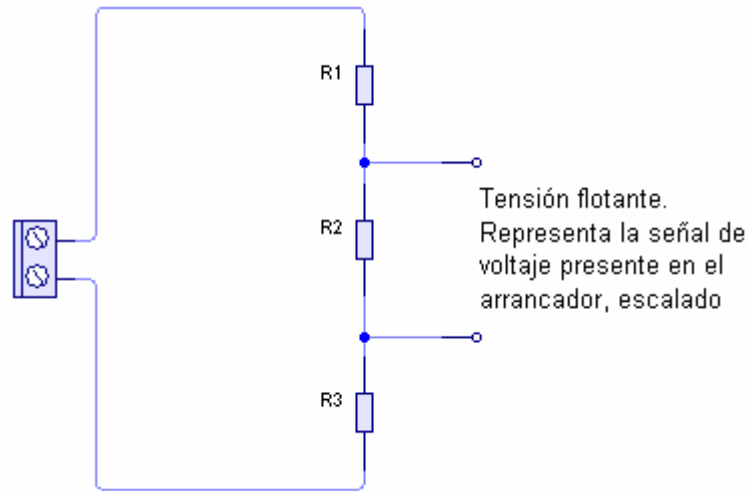


Figura 5.1. Red resistiva en paralelo con el arrancador (se representa este con un conector donde este puede ser colocado)

Se sabe que el máximo voltaje (excluyendo los picos de tensión) es de 312V, y este se desea escalar hasta una tensión que no rebase los valores máximos a los que puede actuar un amplificador operacional, como criterio de diseño se establece un valor de 10V pico. El dimensionamiento de las resistencias inicia con el requerimiento de consumo de corriente ($\cong 150\mu A$). Se asume que R1 y R3 tienen el mismo valor y que la suma de estas se representa como Rx. A su vez se sabe que $Rx \gg R2$, pues la caída total de voltaje que se desea en esta resistencia es de aproximadamente un 3.2% del total disponible, es decir 10V. Por lo tanto para el cálculo de R1 y R3 se asume a R2 con un valor despreciable en este caso.

Entonces:

$$R2 \rightarrow 0$$

$$R1 + R3 = Rx$$

$$Rx = \frac{V_{\text{Arrancador(MAX)}}}{150\mu A} = \frac{312V}{150\mu A} \cong 2.08M\Omega \quad (\text{Ecuación 5.1})$$

$$\Rightarrow R1 = R3 \cong 1.04M\Omega$$

Para calcular R2 es necesario hacer uso de un divisor de voltaje donde:

$$V_{R2} = \frac{V_{\text{ARRANCADOR}} \times R2}{Rx + R2} \Rightarrow R2 = \frac{V_{R2} \times Rx}{V_{\text{ARRANCADOR}} - V_{R2}} \quad (\text{Ecuación 5.2})$$

$$\Rightarrow R2 = \frac{10V \times 2.08M\Omega}{312V - 10V} \cong 68K\Omega$$

La tensión flotante en R2 debe ser transformada a un voltaje con referencia en algún punto, por esta razón se diseñó un amplificador diferencial con ganancia unitaria que además elimina el ruido en modo común que se da en el voltaje medido.

La construcción de un amplificador de instrumentación se vuelve innecesariamente costosa desde el punto de vista de espacio y utilización de componentes, pues la ganancia del amplificador debe ser unitaria y su función principal es representar en su salida la forma de onda que se encuentra en sus entradas. Por lo tanto se optó por la opción de utilizar un único amplificador operacional en configuración diferencial.

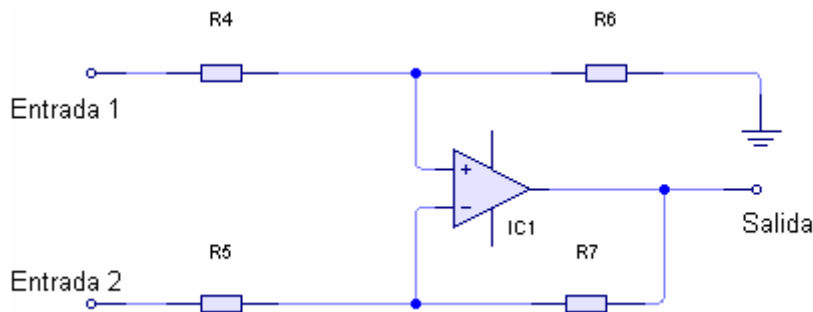


Figura 5.2. Amplificador diferencial con ganancia unitaria

La impedancia de entrada que ofrece este circuito corresponde al valor de R5 (como si de un amplificador inversor se tratase), por lo tanto se fija su valor en $100K\Omega$ (se justifica este valor por razones de disponibilidad); al igual que en el resto de las resistencias que componen este circuito, logrando así una ganancia aproximadamente unitaria.

Una vez alcanzado este punto, es necesario modificar el valor calculado de R2, pues la resistencia equivalente corresponde al paralelo entre R2 y R5 (entiendase la impedancia de entrada del amplificador diferencial), es decir:

$$R_{eq} = \frac{R2 \times R5}{R2 + R5} = \frac{68K\Omega \times 100K\Omega}{68K\Omega + 100K\Omega} \cong 40.5K\Omega \quad (\text{Ecuación 5.3})$$

Por consiguiente, la verdadera caída de tensión cuando se le han aplicado 220V RMS a un arrancador sería:

$$V_{Re q} = \frac{220\sqrt{2} \times 40.5K\Omega}{40.5K\Omega + 2.04M\Omega} \cong 6V \quad (\text{Ecuación 5.4})$$

Por lo tanto, el valor de R2 se modificó de forma tal que el equivalente entre esta y la impedancia de entrada del amplificador diferencial fuese de alrededor de 68KΩ. Es decir:

$$R_{eq} \cong 68K\Omega$$

$$R_{eq} = \frac{R2 \times R5}{R2 + R5} \Rightarrow R2 = \frac{R_{eq} \times R5}{R5 - R_{eq}} = \frac{68K\Omega \times 100K\Omega}{100K\Omega - 68K\Omega} = 212.5K\Omega \quad (\text{Ecuación 5.5})$$

$$\Rightarrow R2 = 212.5K\Omega$$

Los valores comerciales de los que se dispone son los siguientes:

$$R1 = R3 = 1M\Omega$$

$$R2 = 220K\Omega$$

$$R5 = R6 = R7 = R8 = 100K\Omega$$

Por lo tanto:

$$R_{eq} = \frac{R2 \times R5}{R2 + R5} = \frac{220K\Omega \times 100K\Omega}{220K\Omega + 100K\Omega} \cong 66.67K\Omega \quad (\text{Ecuación 5.6})$$

Con un voltaje de 220V RMS en el arrancador, la tensión en R2 es de:

$$VR2 = \frac{220\sqrt{2} \times 66.67K\Omega}{66.67K\Omega + 2.M\Omega} \cong 10.04V \quad (\text{Ecuación 5.7})$$

Y el pico de consumo de corriente através de estas tres resistencias es de:

$$I = \frac{220\sqrt{2}}{2M\Omega + 66.67K\Omega} \cong 150.5\mu A \quad (\text{Ecuación 5.8})$$

La potencia instantánea máxima de R1, R2 y R3 se calcula de la siguiente forma:

$$V_{R1(MAX)} = V_{R3(MAX)} = \frac{\left(\frac{3000V \times 2M\Omega}{2M\Omega + 66.67K\Omega} \right)}{2} \cong 1.45KV \quad (\text{Ecuación 5.9})$$

$$P_{R1} = P_{R2} = \frac{(1.45KV)^2}{1M\Omega} \cong 2W$$

Experimentalmente se llegó a operar, satisfactoriamente, el circuito con R1, R2 y R3 con potencia de 0.25W, lo cual se explica por medio del efecto Joule, el cual afirma:

"La cantidad de energía calorífica producida por una corriente eléctrica, depende directamente del cuadrado de la intensidad de la corriente, del tiempo que ésta circula por el conductor y de la resistencia que opone el mismo al paso de la corriente". Matemáticamente se expresa como:

$$Q = I^2 \times R \times t \quad (\text{Ecuación 5.10})$$

Donde:

Q: Energía calórica producida por la corriente

I: Corriente en el conductor

R: Resistencia eléctrica del conductor

t: tiempo

Y se sabe lo siguiente:

$$I_{MAX} = \frac{3000V}{2M\Omega + 66.67K\Omega} \cong 1.5mA$$

$$t \leq 0.5ms \quad (\text{Ecuación 5.11})$$

$$\Rightarrow Q_{R1} = Q_{R2} = (1.5mA)^2 \times 1M\Omega \times 0.5ms \cong 1.125mJ$$

A partir del resultado anterior se infiere que la energía calórica, que debe ser disipada por las resistencias R1, R2 y R3, es ínfima. Sin embargo, con el fin de prevenir que picos de tensión de mayor duración puedan dañar el circuito, se utilizan resistencias de 2W.

En el caso de las restantes resistencias del circuito, como se está operando en baja potencia, estas son de 0.25W.

El amplificador operacional elegido para operar en modo diferencial es el NTE859, debido a que ofrece una entrada diferencial de tipo JFET con una impedancia de entrada típica de $10^{12}\Omega$, una pendiente de respuesta de $13V/\mu s$ y su voltaje de alimentación máximo es de $\pm 18V$. Su entrada en modo diferencial soporta 30V. Una característica muy ventajosa del mismo es que su encapsulado es cuádruple, por lo tanto con un solo dispositivo se obtienen 4 amplificadores operacionales.

Esta primera sección del circuito se representa en la siguiente figura.

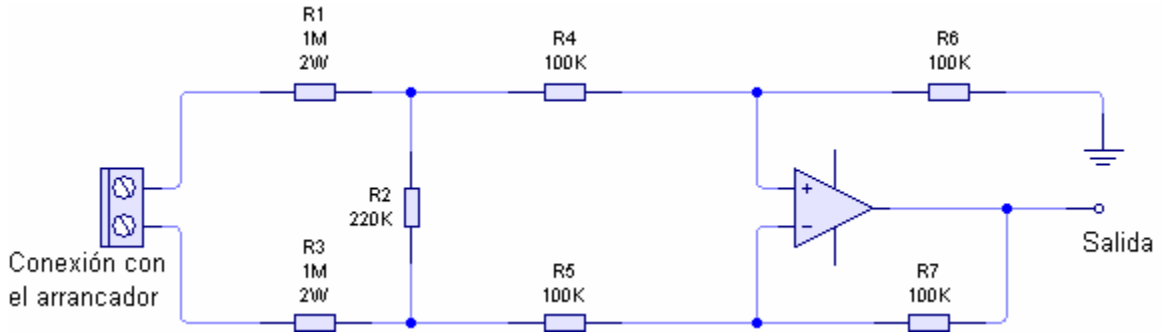


Figura 5.3. Circuito de monitoreo de tensión en el arrancador

5.1.2 Protección contra picos de tensión (spikes)

Se eligió el diodo supresor de transientes bidireccional NTE4915, pues este no opera por debajo de 10.20V, el cual es un valor ligeramente superior a 10.04V que corresponde a una señal de 220V RMS aplicada al arrancador. El tiempo de respuesta es de 5nS y puede recortar un máximo de 16.7V. Esta última característica fue prevista en el diseño, de forma tal que el voltaje restante se convierte en la caída de de tensión en las resistencias R1 y R3; pues según la hoja de datos del diodo NTE4915 el voltaje máximo entre sus terminales es de 12.6V.

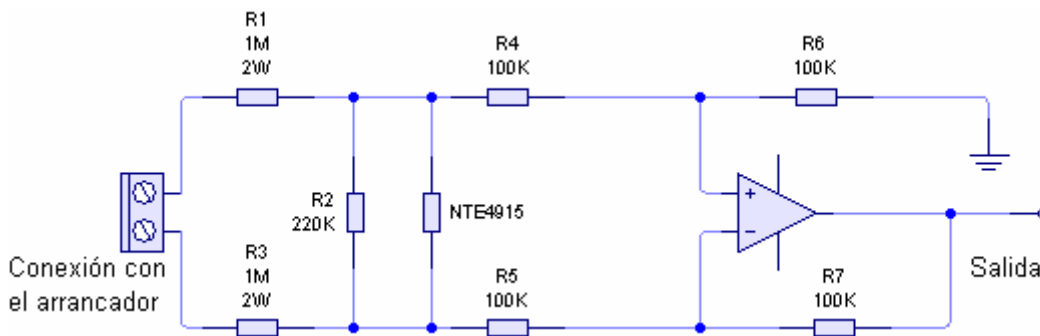


Figura 5.4. Circuito de monitoreo de tensión en el arrancador, incluyendo protección contra transientes

5.1.2 Circuito de valor absoluto

Este diseño permite transmitir una polaridad de la señal de entrada e invertir la otra. La finalidad de este circuito activo consiste en rectificar la señal de entrada senoidal y transferirla a la salida en forma de corriente directa pulsante.

Se diferencia de un circuito rectificador con puente de diodos en que el voltaje de polarización es aproximadamente de 0V, es decir que emula el comportamiento de un diodo ideal. Este comportamiento se da por medio del lazo de realimentación que se coloca después de la salida de un diodo de silicio. Tiene por tanto la ventaja de presentar en su salida una señal idéntica a la de su entrada pero con polaridad positiva.

Para implementar este circuito se optó por un diseño que contuviera valores resistivos iguales y cuya ganancia fuese unitaria. Esto ofrece una desventaja, la impedancia de entrada es igual al valor de las resistencias usadas, por lo tanto estas deben fijarse lo suficientemente altas para no cargar excesivamente al amplificador diferencial de la etapa anterior. Debido a que las resistencias de $100\text{K}\Omega$ son frecuentes en el diseño se seleccionaron estas para esta etapa. La siguiente figura muestra el circuito correspondiente.

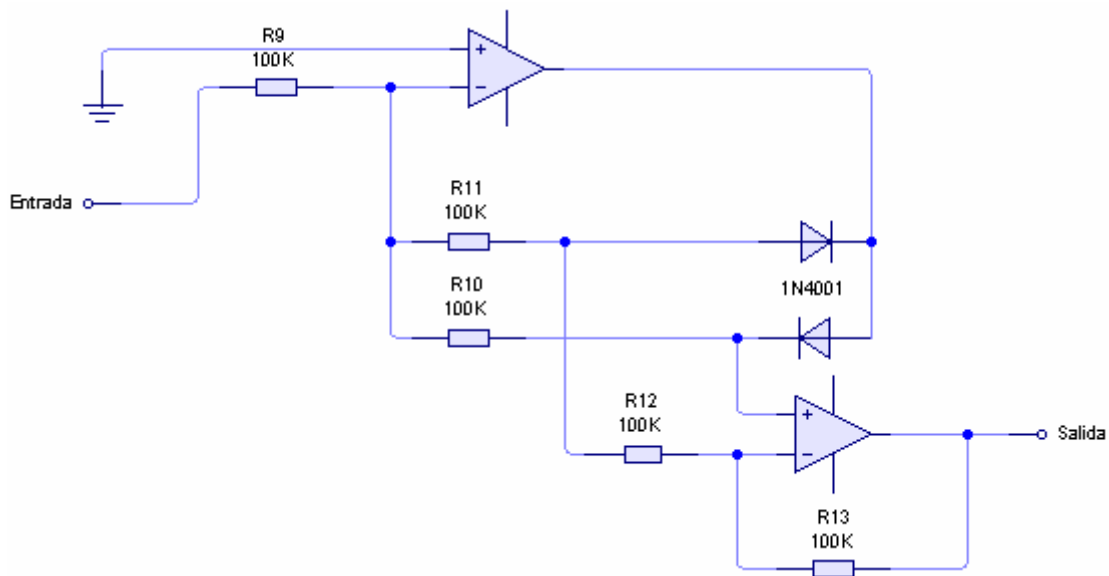


Figura 5.5. Circuito de valor absoluto

5.1.3 Comparador de magnitud con histéresis

La finalidad de esta etapa es transformar la señal de CD pulsante (rectificada mediante el circuito de valor absoluto) en una onda rectangular de 120Hz con amplitud máxima de 5V. Lo que se pretende es facilitar el filtrado de esta señal en una etapa posterior.

La histéresis del circuito se calculó de la siguiente forma:

$$V_{UT} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n} \right) - \frac{-V_{SAT}}{n} = 0.65V \left(1 + \frac{1}{66.67} \right) - \frac{-13V}{66.67} = 0.85V$$

$$V_{LT} = V_{ref} \left(1 + \frac{1}{n} \right) - \frac{-V_{SAT}}{n} = 0.65V \left(1 + \frac{1}{66.67} \right) - \frac{13V}{66.67} = 0.46V \quad (\text{Ecuación 5.13})$$

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = 0.85V - 0.46V = 0.39V$$

El resultado anterior establece una histéresis de aproximadamente 400mV alrededor del valor 0.65V, que corresponde al voltaje de polarización de un diodo de uso general de silicio 1N4001.

El diagrama electrónico de este circuito se muestra en la siguiente figura.

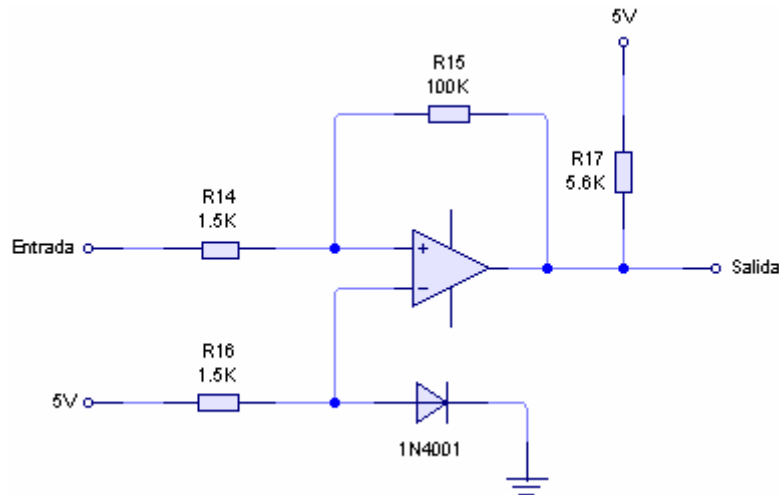


Figura 5.6. Comparador con histéresis de 400mV

5.1.4 Filtro Butterworth pasabajas

El periodo de tiempo en que la señal de salida del comparador con histéresis permanece en bajo es de aproximadamente 1250 μ s, este periodo corresponde a 800Hz, pero por criterio de diseño se fija la frecuencia de corte en 400Hz, es decir, en el 50%. La finalidad de este circuito es obtener una señal lineal inmune a los cruces por cero de la señal senoidal. De esta manera la forma de onda de salida de esta etapa únicamente pasa a nivel bajo cuando hay un cierre de contacto y no un cruce por cero.

Esta etapa está compuesta por dos circuitos, el filtro propiamente dicho y un comparador de magnitud no inversor que garantiza un nivel de salida constante de 5V para el estado alto (contacto abierto) y 0V cuando el contacto está cerrado.

Los cálculos para el diseño del filtro Butterworth son los siguientes:

$$\omega_c = 2\pi f = 2\pi 400\text{Hz} \cong 2513.27\text{rad} / \text{s}$$

$$R = \frac{1}{\sqrt{2}\omega_c C_1} = \frac{1}{\sqrt{2} \times 2\pi 400\text{Hz} \times 0.1\mu\text{F}} \cong 2.7\text{K}\Omega \quad (\text{Ecuación 5.14})$$

$$C_2 = C_1 = 0.1\mu\text{F}$$

$$R_f = 2R = 5.6\text{K}\Omega$$

En los cálculos anteriores el valor de C1 se fijó arbitrariamente en 0.1 μ F pues este es el valor máximo recomendado en el diseño del filtro y su disponibilidad facilita su utilización.

La siguiente figura muestra el esquemático del diseño.

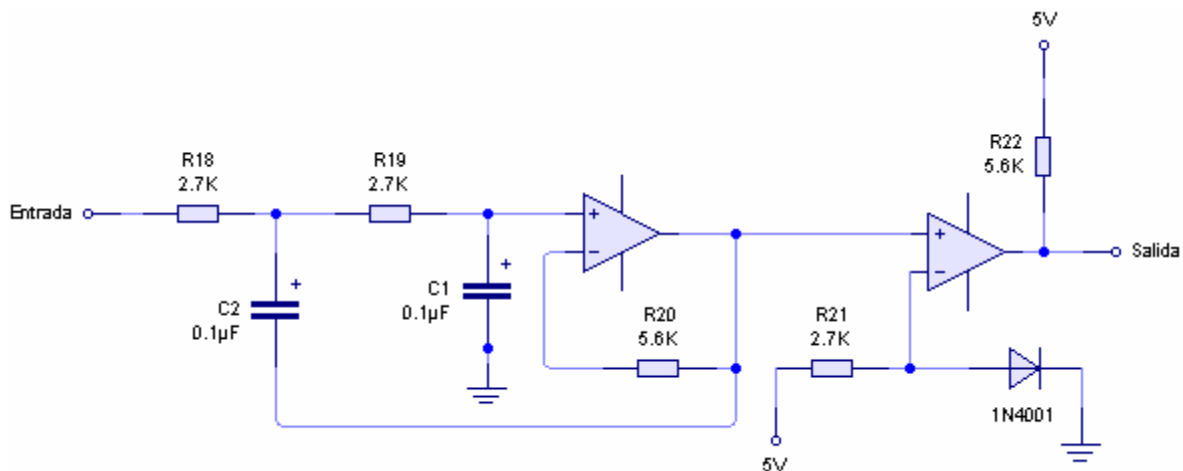


Figura 5.7. Filtro Butterworth pasabajas con circuito comparador de magnitud no inversor

En la siguiente página se aprecia el esquemático de último nivel en que se muestran todos los valores de los componentes así como la conexión entre las diferentes etapas. Adicionalmente se agregó una etapa que incorpora un acople óptico 4N25 con el fin de elevar la señal hasta +24V y hacerla compatible con la lógica de entrada del PLC Omron CPM2A.

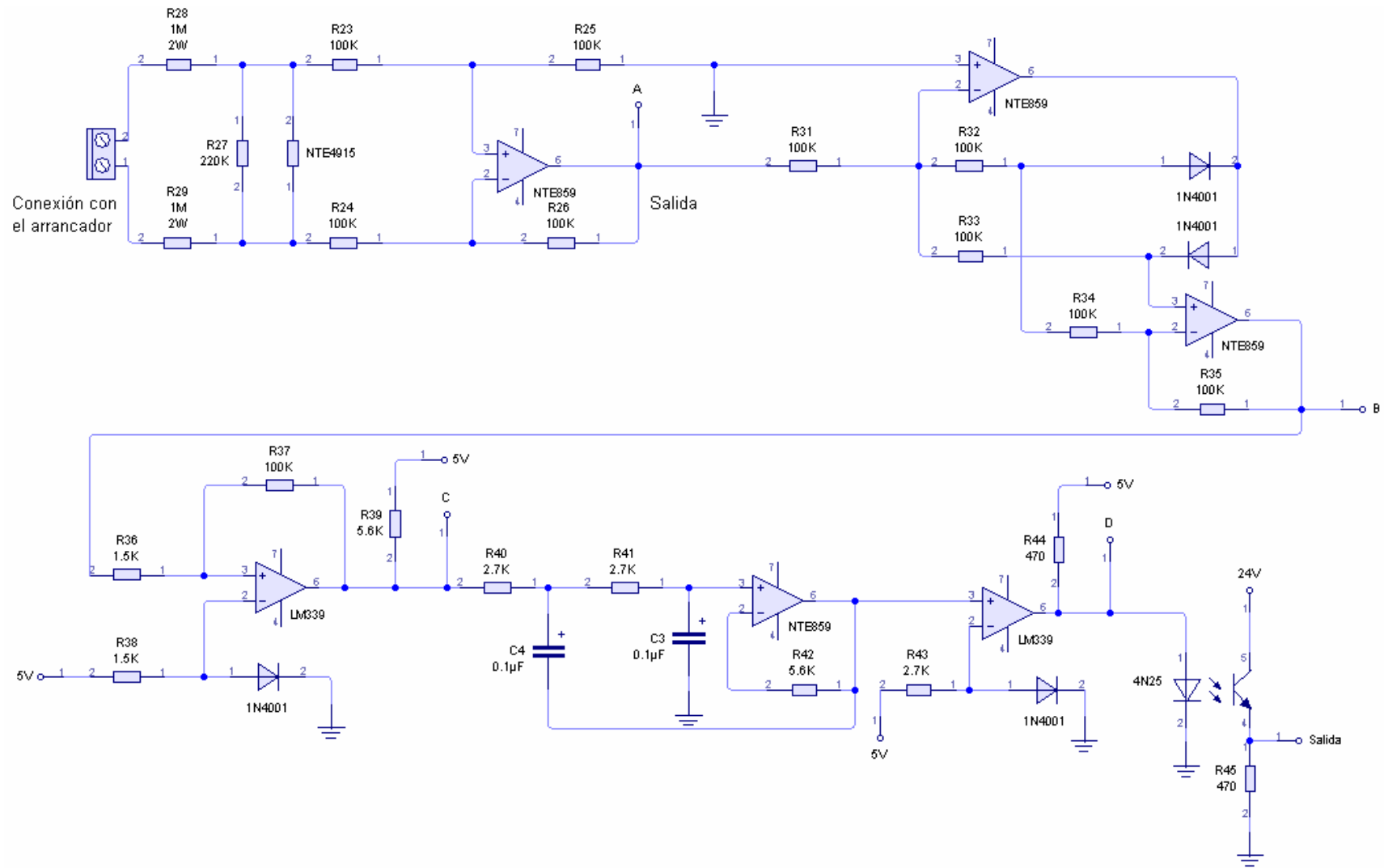


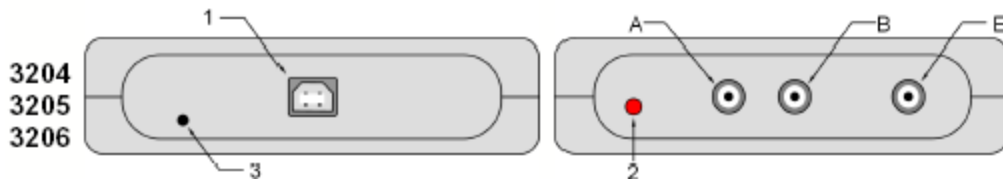
Figura 5.8. Circuito general del sensor para el selector automático de arrancadores

Capítulo 6: Análisis de Resultados

6.1 Resultados

La comprobación del funcionamiento electrónico adecuado del circuito es el primer punto que se expone en esta sección. Para llevar a cabo estas pruebas se utilizó un osciloscopio virtual (conformado por un convertidor analógico-digital con conexión USB y un software de interpretación), la unidad de que se dispuso corresponde a la serie 3000 de PicoTechnology, específicamente el modelo 3205.

Los osciloscopios de la serie PicoScope 3000 tienen conectores de osciloscopio estándar (BNC). La impedancia de entrada también es estándar, de modo que la función x10 en las sondas de osciloscopio funcione correctamente. La siguiente figura muestra los conectores disponibles en el modelo 3205.



- 1 Conector de puerto USB
- 2 Indicador LED. Cuando está encendido, indica que el osciloscopio de la serie PicoScope 3000 está muestreando datos
- 3 Suministro externo de energía eléctrica, de 4,6 a 5,25 V; 500 mA
- A-D Canales A-D
- E Disparo externo / Generador de señales

Figura 6.1. Conexiones del osciloscopio utilizado para la obtención de datos

Los osciloscopios para PC PicoScope 3205 reciben la alimentación eléctrica a través del puerto USB del ordenador. Si el PC y el equipo bajo prueba (EBP) se conectan a una misma toma de tierra, puede generarse un lazo de tierra. Esto puede degradar la precisión de la medición y afectar negativamente al nivel de ruido cuando se midan señales pequeñas.

Al conectar una fuente de alimentación para PC portátil conectada a tierra causa problemas de ruido, desviación de la tensión, y otros problemas en la medición. Por tanto todas las mediciones aquí presentadas se hicieron utilizando un PC alimentado por medio de su batería.

Se escogieron cinco puntos de prueba en el circuito diseñado. Estos corresponden a la salida del amplificador diferencial (A), donde se observa la misma forma de onda que se encuentra en sus entradas diferenciales. La salida de circuito de valor absoluto de precisión (B), corresponde a una rectificación de la señal de entrada por medio de elementos activos que compensan la caída de tensión en la polarización de los semiconductores discretos. El tercer punto (C) corresponde a la salida del comparador con histéresis, cuya función es transformar la señal CD pulsante, en su entrada, en otra de tipo rectangular, esto con el fin de facilitar y aumentar la eficacia del filtrado de la misma. Posterior a este punto, se encuentra la salida del filtro activo (D), que tiene la finalidad de eliminar los lapsos en que la onda de entrada presenta cruces por cero, de esta forma los únicos casos en que la salida de este filtro corresponde a 0V se deben a auténticos cierres de contacto en el arrancador o a que este no se encuentra energizado.

El último punto de medición (Salida) corresponde a la salida final del sensor, la cual reproduce la forma de onda en la salida del filtro activo, pero su finalidad es acoplar esta señal con los requerimientos de tensión de entrada necesarios para el PLC Omron CPM2A (un “uno lógico” corresponde a +24VCD).

Las mediciones en estos puntos de prueba mantienen entre sí una referencia constante de 0V en corriente directa, sin embargo no se pueden comparar en términos de respuesta en el tiempo, pues cada medición fue hecha en un momento diferente.

Los puntos de prueba que fueron descritos arriba, pueden ser observados gráficamente en la siguiente figura, se incluyen los números de pin de los dispositivos integrados.

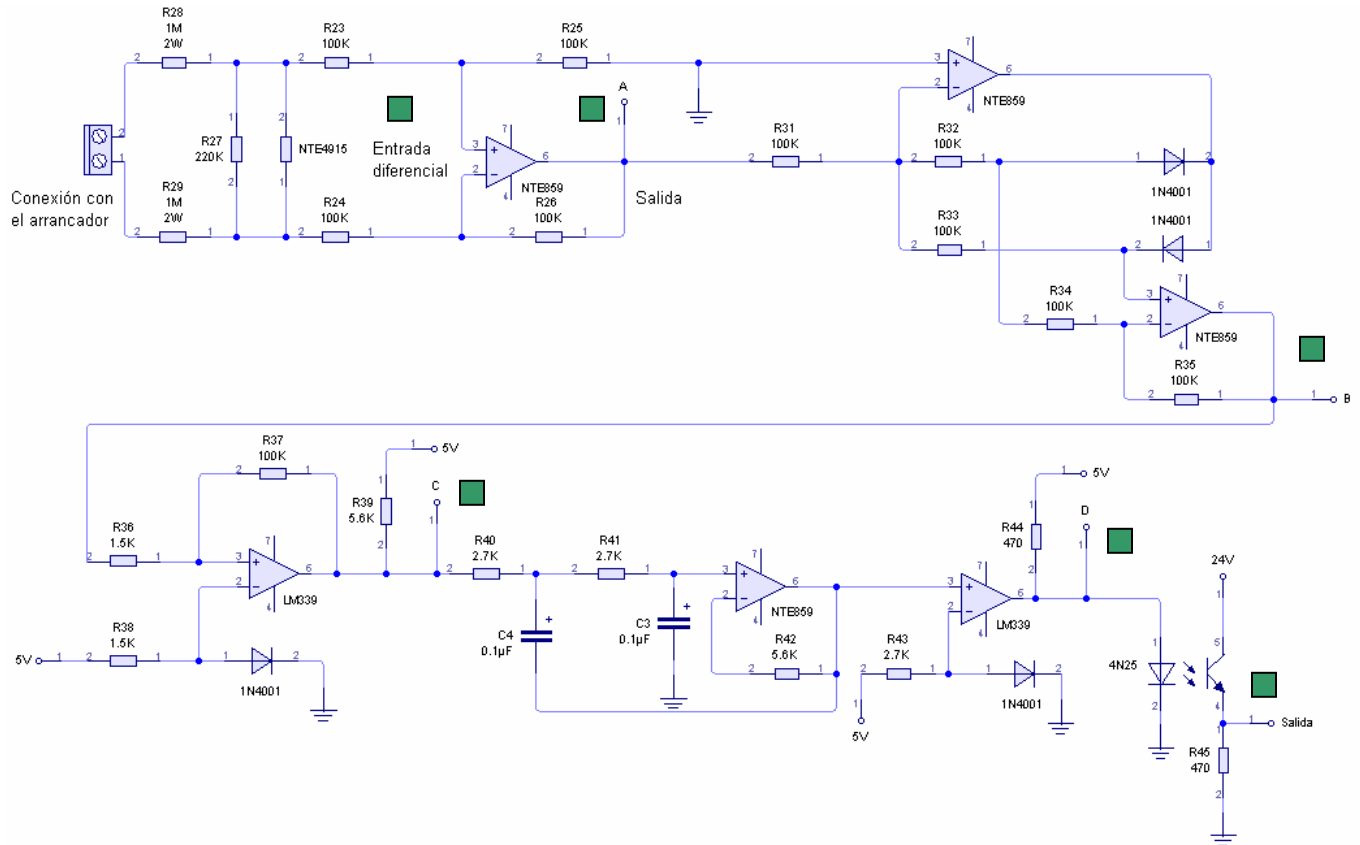


Figura 6.2. Puntos de medición clave en el circuito

Las siguientes imágenes muestran las señales en los puntos clave (señalados arriba), se hicieron capturas de datos de 10 segundos de duración, de la respuesta eléctrica.

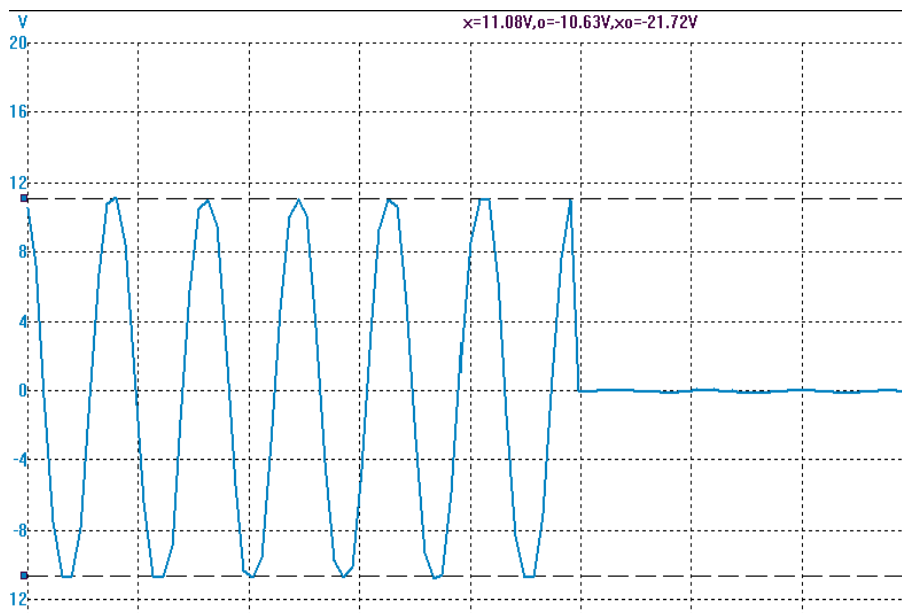


Figura 6. 3. Forma de onda en el punto A

En el punto A, la forma de onda presente muestra una señal senoidal a 60Hz, cuyo valor pico se encuentra por debajo de los 12V y que llegado un momento en el tiempo decrece abruptamente hasta los 0V permaneciendo en ese estado. Ese cambio repentino en la magnitud de la señal representa un cierre en el contacto del bimetálico. La señal presente en ese mismo instante de tiempo en la entrada diferencial concuerda tanto en fase como en magnitud con la mostrada en la imagen anterior.

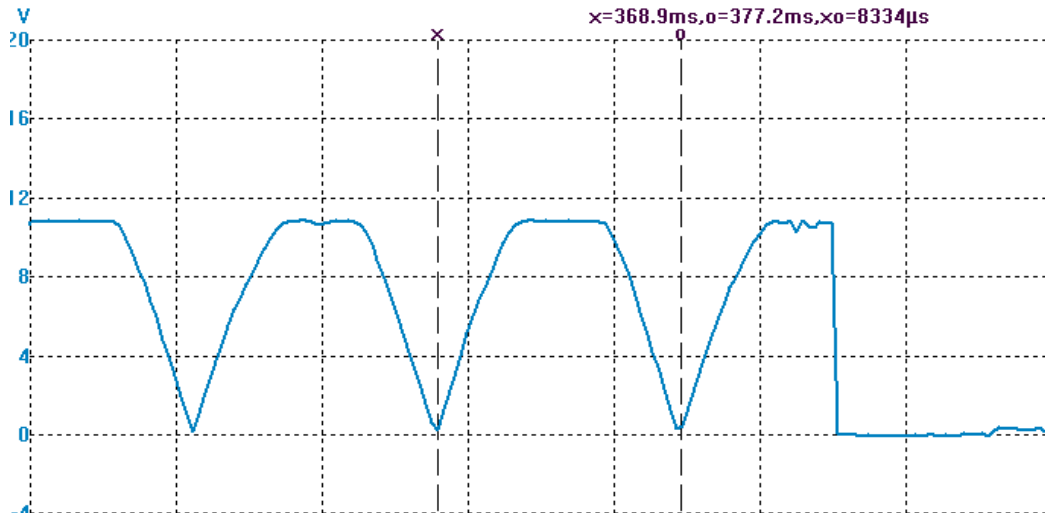


Figura 6. 4. Salida resultante del circuito de valor absoluto (punto B)

Esta imagen muestra varias características del funcionamiento de las etapas del circuito. En primer lugar, la señal CD pulsante se encuentra saturada en su valor máximo, este es el efecto de recorte de tensión en el diodo TVS y no en el amplificador operacional. Segundo, el periodo de la señal se redujo a 8.3ms aproximadamente, es decir que a partir de una onda a 60Hz en la entrada se obtiene otra de 120Hz a la salida. Tercero, el voltaje de polarización del circuito es de 0V aproximadamente (la calidad de la rectificación es más óptima que con un puente de diodos de silicio). Y finalmente, al igual que en la figura 6.3. el cierre en el contacto del bimetálico se observa como un cambio abrupto en la magnitud del voltaje.

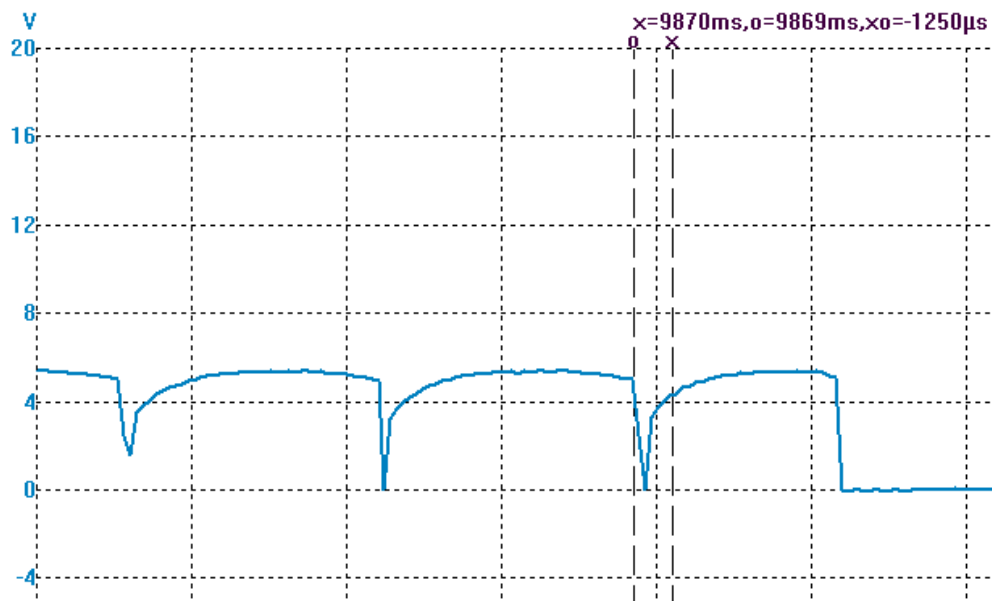


Figura 6. 5. Forma de onda en el punto C

El punto C corresponde a la salida del comparador con histéresis, al aislar este bloque en su salida la forma de onda resultante corresponde a una señal rectangular que tiene, ya sea, 5V o 0V de magnitud, sin embargo al conectar esta salida con la entrada (con elementos capacitivos) del filtro pasabajas se obtiene la forma de onda con curvatura que se se aprecia en la figura 6.5.

El tiempo en que la señal decae en su magnitud debido a los cruces por cero de la señal senoidal de 60Hz es de aproximadamente 1250us, tal como se aprecia en la figura anterior, es a partir de este dato que se obtiene la frecuencia de 800Hz que se usa para determinar una frecuencia de 400Hz como la de corte en la etapa de filtrado.

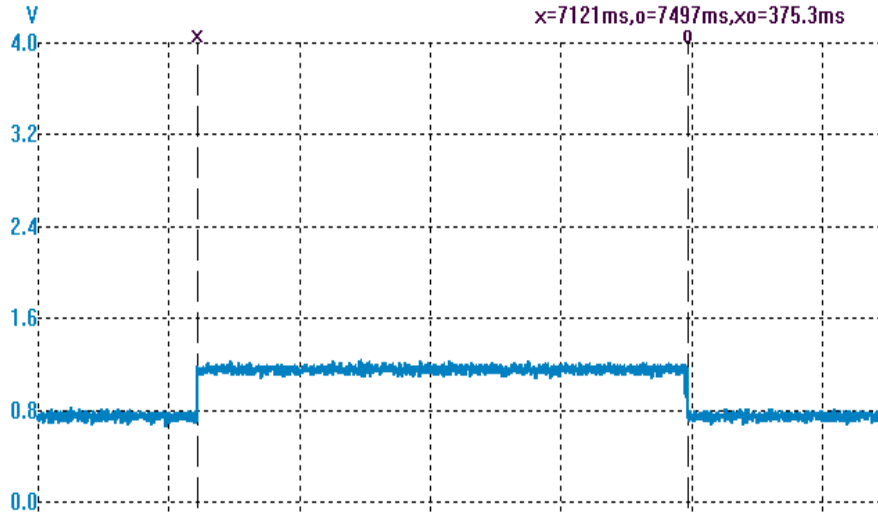


Figura 6. 5. Salida del filtro pasabajas (punto C)

La figura 6.6 muestra la salida de la etapa de filtrado, en este punto los cruces por cero han sido eliminados por completo y la señal únicamente varía su valor cuando se presenta un cierre en el contacto del bimetálico. En figura 6.6. se muestra un lapso de tiempo de aproximadamente 375ms durante el cual el contacto permaneció abierto.

La magnitud máxima que alcanza esta salida es de 1.2V pues se encuentra conectada al emisor de luz del optoacople, los 3.8V restantes caen en la resistencia de colector abierto del LM339.

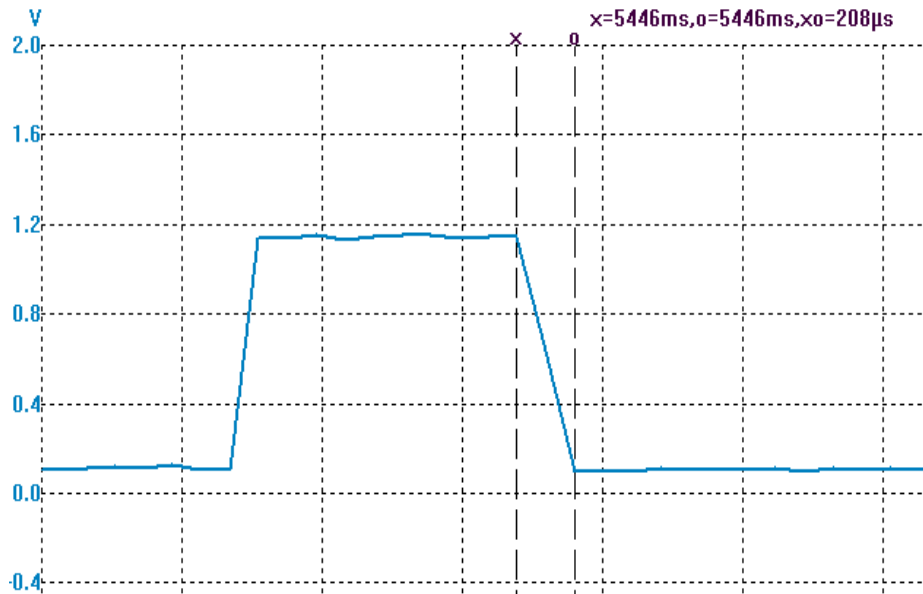


Figura 6. 7. Flanco descendente de la señal de salida del filtro pasabajos

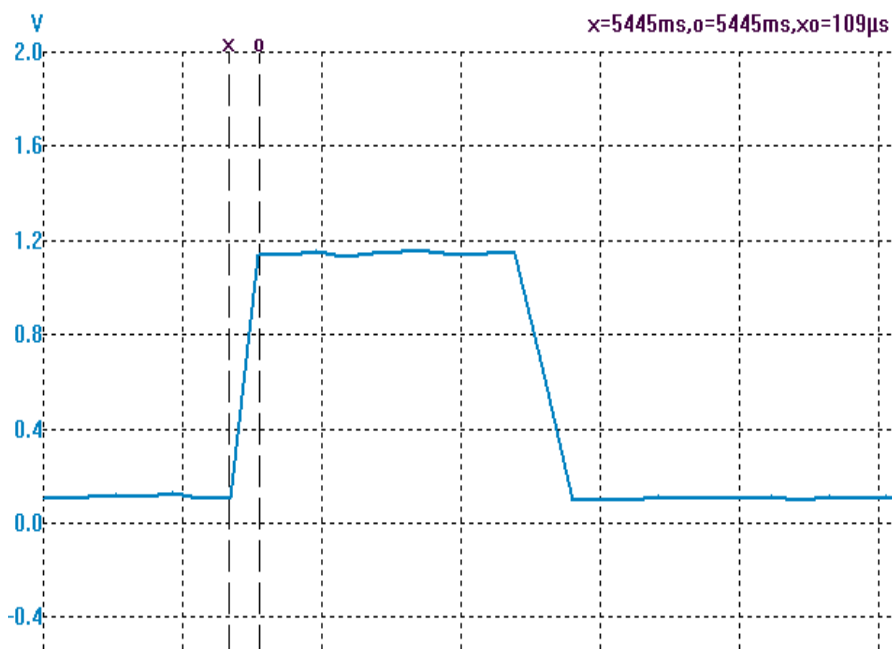


Figura 6. 8. Flanco ascendente de la señal de salida del filtro pasabajos

En las imágenes 6.7 y 6.8 se muestra el flanco de subida y descenso de la onda de salida de la etapa de filtrado, el tiempo que demora cada uno adquiere importancia en esta sección del sensor pues es aquí donde se introduce el mayor retraso en la respuesta del circuito. El hacer la respuesta del mismo

inmune a los cruces por cero tiene su compromiso en aumentar el tiempo de respuesta del circuito, por ejemplo, en la figura 6.7 el flanco de bajada en la salida del filtro es de 208us, mientras que el de ascenso es de 109us (figura 6.8.), estos tiempos obedecen a los lapsos de carga y descarga de los capacitores presentes en la configuración Butterworth.

En la siguiente tabla se resume de forma estadística los resultados de una muestra de diez arrancadores a partir de los cuales se midió el tiempo de ascenso y descenso de la señal de salida del filtro.

Tabla 6. 3. Tiempo de duración de flancos ascendentes y descendentes

Arrancador	Flanco ascendente (us)	Flanco descendente (us)
1	109	208
2	98	196
3	120	200
4	130	170
5	95	220
6	88	229
7	102	189
8	100	202
9	89	205
10	105	212
Mediana estadística	101	203.5
Cuartiles (q1, q2, q3, q4)	88, 95, 109, 130	170, 196, 212, 229
Tiempo promedio	103.6	203.1
Desviación	13.2	16.4

En la sección de análisis de resultados se discuten los valores presentados en la tabla 6.1.

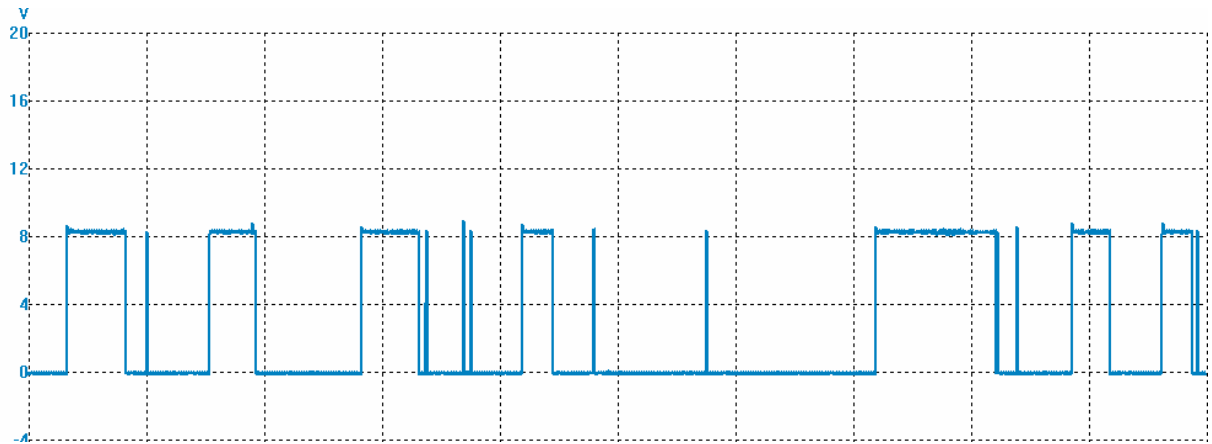


Figura 6. 9. Forma de onda en la salida final del circuito

En la figura 6.9. se observa un conjunto de aperturas y cierres de contacto que se ven reflejados como un señal rectangular con tiempos en alto y bajo que dependen proporcionalmente a las aperturas y cierres respectivamente.

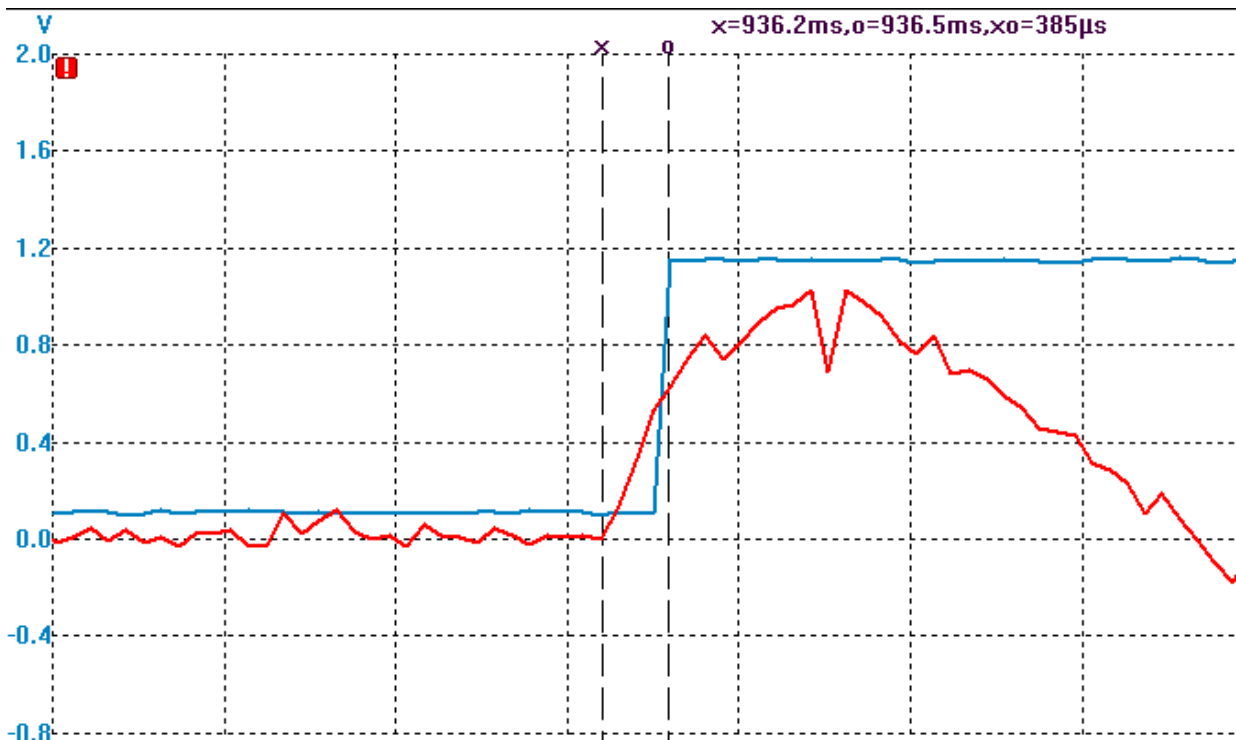


Figura 6. 10. Tiempo de respuesta del circuito entre un cambio en la entrada (en rojo) y la salida (en azul), en caso de apertura

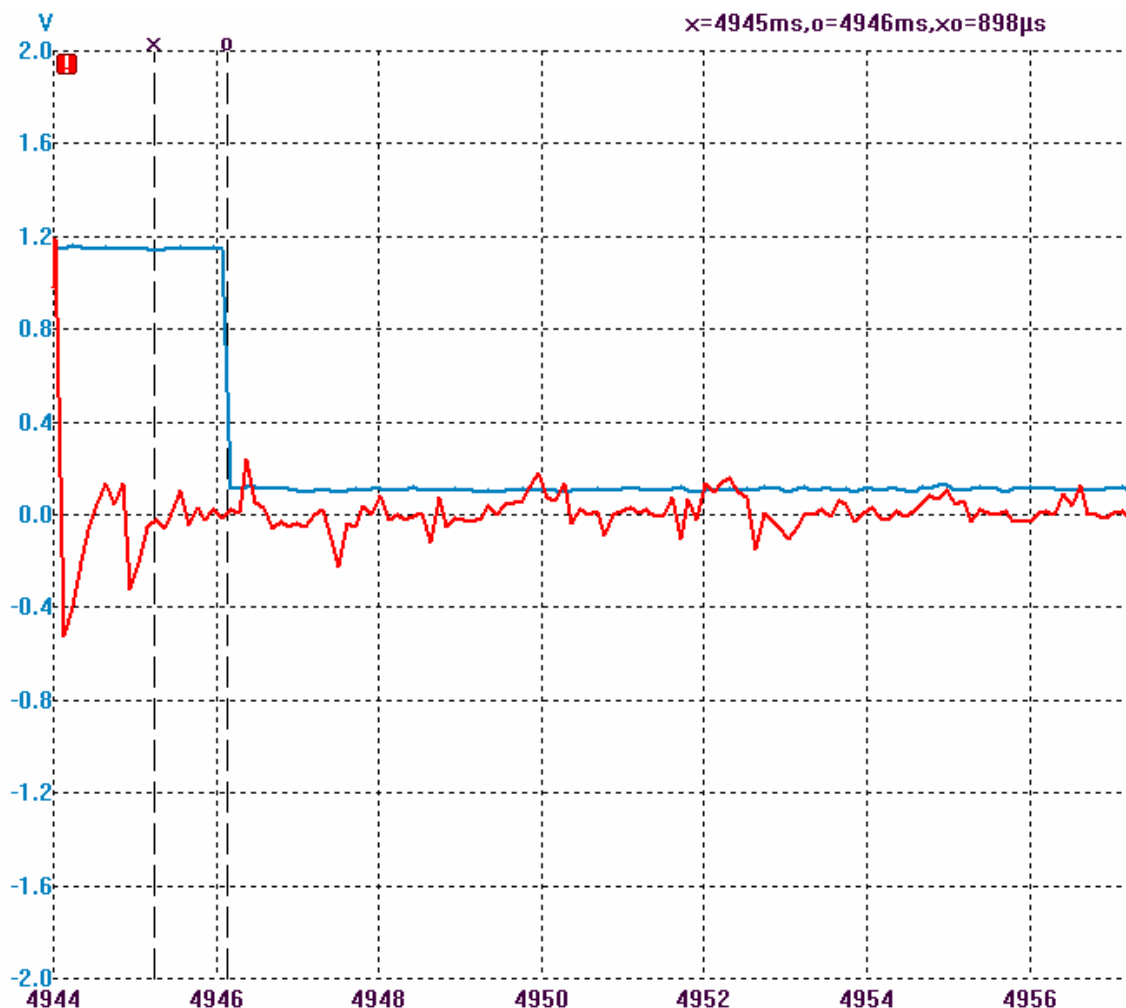


Figura 6. 11. Tiempo de respuesta del circuito entre un cambio en la entrada (en rojo) y la salida (en azul), en caso de cierre

En las figuras 6.10 y 6.11 se muestra otra característica esencial del sensor, su tiempo de respuesta, específicamente en la figura 6.10. se muestra el desfase entre un cambio en la entrada (una apertura del contacto) y su respectiva respuesta en la salida, en esta imagen ese desfase corresponde a 385us aproximadamente. En la figura 6.11. este tiempo de respuesta aumenta hasta los 898us, debido al efecto del filtro al eliminar los cruces por cero de la señal de entrada. La tabla 6.12. resume los tiempos de respuesta medidos en una muestra de 10 arrancadores.

Tabla 6. 4. Tiempo de respuesta del sensor

Arrancador	Ante aperturas (ms)	Ante cierres (ms)
1	0.406	2.404
2	0.337	1.709
3	0.415	1.603
4	0.356	1.732
5	0.385	2.234
6	0.363	2.138
7	0.402	0.898
8	0.411	2.308
9	0.420	2.227
10	0.398	1.989
Mediana estadística	0.400	2.064
Cuartiles (q1, q2, q3, q4)	0.377, 0.363, 0.411, 0.420	0.898, 1.709, 2.234, 2.404
Tiempo promedio	0.389	1.924
Desviación	0.026	0.454

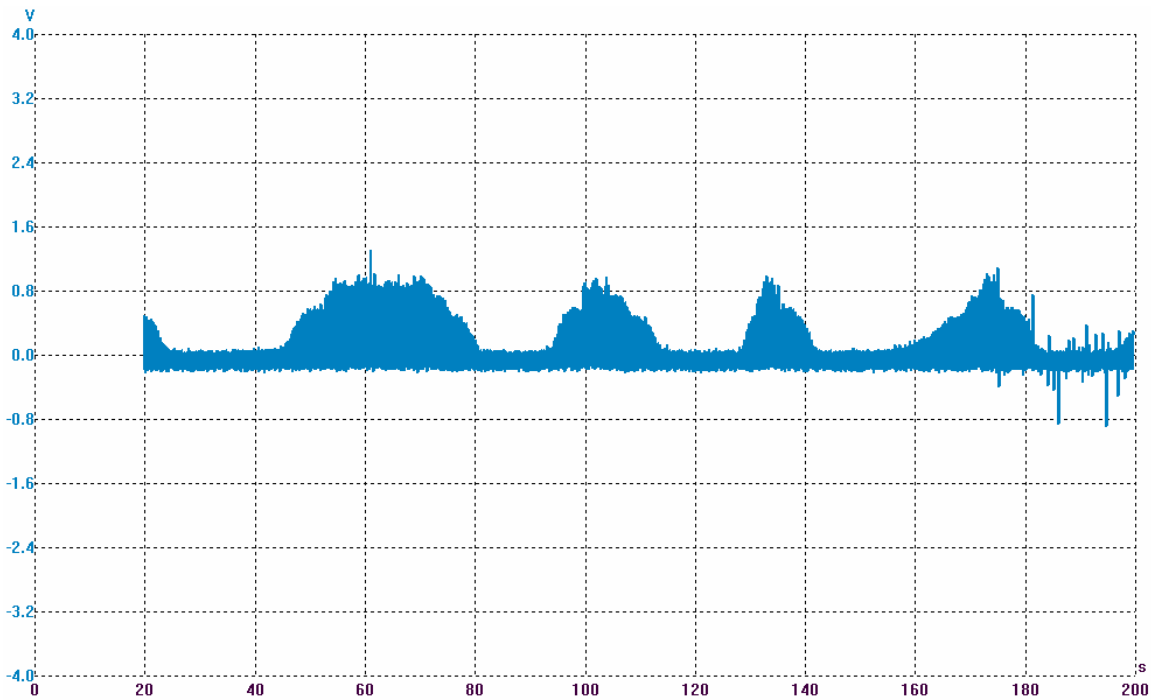


Figura 6. 12. Efecto del ruido en la salida del amplificador diferencial en el circuito prototipo sin blindar

6.2 Análisis

En la primera imagen de la sección de resultados se observa una onda senoidal que representa la tensión, atenuada por un factor de 10.1, presente en el arrancador bajo prueba. Dicho de otra manera, el arrancador posee, entre sus terminales, una diferencia de potencial de 80V RMS. Este voltaje cayó a 0V en el momento en que el contacto del bulbo interno del arrancador cerró. Por lo tanto es posible distinguir de manera visual la diferencia entre un cruce por cero y un cierre en el contacto. Bajo estas condiciones de trabajo, el diodo supresor de transientes no opera y para efectos de análisis del circuito su presencia se puede obviar. La onda se muestra libre de ruido debido a la propiedad de filtrado en modo común que ofrece la configuración de amplificador diferencial, para efectos de comparación cualitativa, esta forma de onda a la salida del amplificador diferencial con ganancia unitaria es la misma que se puede observar (en rojo) en las figuras 6.10. y 6.11. La presencia de ruido es notablemente superior en la entrada del amplificador que en su salida.

En la imagen 6.4. la señal ya ha sido rectificadora por medio del circuito analógico de valor absoluto de precisión, esta imagen muestra varios detalles de importancia; primero, el pico de la señal está recortado o truncado, esto pues el diodo supresor de transientes se encontraba en su zona de operación (la tensión de entrada a este bloque es mayor y no corresponde con la que se observó en la figura 6.3.). Segundo, la forma de onda reproduce e invierte (en el caso del semiciclo negativo de la señal de entrada) la señal de voltaje presente en el circuito mediante una tensión de polarización que para efectos prácticos es nulo, es decir, el circuito actúa en términos de voltaje como un rectificador de onda completa ideal, esta característica se diseñó de esta forma para que la onda rectificadora presentara cruces con el nivel de 0 V, a diferencia de los rectificadores con puente de diodos donde este resultado no es posible de alcanzar pues la señal resultante posee un "offset" de voltaje mayor que 0 V. El comportamiento de este circuito es tal debido a que los únicos dos diodos

discretos de silicio que utiliza se encuentran dentro del lazo de realimentación, por tanto aunque los mismos siempre necesitan de un voltaje umbral diferente de 0V, el amplificador diferencial compensa este valor en su salida.

Tanto en la etapa de rectificación como en la de diferenciación (amplificador diferencial) de la tensión la ganancia de sus respectivas configuraciones se calculó para que fuese unitaria.

La figura 6.5. muestra la respuesta en el tiempo a la carga de los capacitores del siguiente bloque, la forma de onda esperada originalmente corresponde a la rectangular, esta etapa compara si la tensión de entrada es mayor a 850mV para colocar su salida en 5V en corriente directa y menor a 460mV para 0V. El efecto “hacia atrás” que ocasiona que la entrada del siguiente bloque sea predominantemente capacitiva, se puede considerar como un efecto secundario de la utilización de este tipo de filtro cuyo efecto se refleja en los flancos ascendentes de la respuesta del sensor. Es decir, la carga de estos capacitores aumenta el tiempo de crecimiento de la señal de salida, en la figura 6.8. se aprecia que esta fue de 109 us, sin embargo en promedio se obtuvo que este flanco tiene una duración de 103.6 us, la tabla 6.1. permite corroborar este y otros aspectos de carácter estadístico, tanto para las transiciones de bajo a alto (apertura en el contacto) como alto a bajo (calentamiento del bimetálico del arrancador que se manifiesta en el cierre temporal del contacto).

El dato anterior junto con un valor promedio de duración en el flanco descendente de 203.5 us, permite definir las pendientes de subida y bajada del circuito, las cuales son +232 mV/us para el primer caso y -118 mV/us para el flanco descendente. Estos resultados proporcionan un primer criterio de evaluación para el circuito diseñado tomando como base el primer objetivo específico que se planteó.

Sin embargo, las especificaciones de tiempo, del sensor diseñado, hasta ahora presentadas, no permiten llevar a cabo una comparación total en términos de tiempo, para lograr esto se calculó mediante mediciones experimentales los

tiempos de respuesta del circuito. Estos incluyen tanto los tiempos de crecimiento y decrecimiento de la salida (expuestos en el párrafo anterior) como el periodo de propagación de las señales eléctricas a través de los diferentes componentes y conexiones del sensor, debido a esto, estas especificaciones temporales difieren y son forzosamente mayores que los tiempos expuestos anteriormente.

Según la imagen 6.10. el tiempo de respuesta, es decir el lapso que transcurrió entre el momento en que un cambio en la entrada del circuito se vio reflejado por un cambio en la salida fue de 385 μ s. En este caso particular este tiempo corresponde a un flanco creciente, es decir a la detección de una apertura en el contacto del arrancador, este lapso está predominantemente definido por la carga de los capacitores en el bloque de filtrado, lo que permite inferir que la carga de los mismos requiere de un tiempo menor que su descarga, pues el tiempo promedio de respuesta del circuito cuando se presenta un cierre del contacto en el arrancador es de 1.9 ms aproximadamente (este lapso de tiempo está determinado por la descarga de los capacitores), es decir que existe aproximadamente una diferencia de al menos 1.5 ms entre la respuesta del sensor a aperturas y cierres de contacto (consultar la tabla 6.2 para corroborar estos resultados). El hecho de que el circuito necesite un mayor tiempo para realizar una transición de alto a bajo es la clave para que los cruces por cero de la señal de entrada sean correctamente diferenciados de un cierre del contacto. De no tener esta capacidad de filtrado el resultado sobre el estado del arrancador dado por el sensor no sería en absoluto confiable.

Según la información recopilada en la empresa, el sistema prototipo para chequeo de GB-22, basado en un acople óptico por medio de un emisor de luz de neón, posee un tiempo de respuesta simétrico (es el mismo tanto para flancos crecientes como decrecientes) de alrededor de 5ms. No fue posible corroborar este dato mediante una medición debido a la imposibilidad de detener el chequeo del producto, por lo tanto se toma este valor como base para sentar las comparaciones entre los diseños.

La figura 6.6. representa la señal de salida del filtro activo “pasabajas” que a su vez es la entrada al circuito de acople óptico 4N25, la tensión de salida de este último se representa en la figura 6.9. Si se hace una comparación visual entre ambas imágenes se notará que la salida del acople óptico se encuentra libre del ruido que está presente en la salida del circuito de filtrado. Además de que la tensión se ha elevado (debido a la configuración de colector abierto), por lo que su elección como circuito de interfaz con el PLC resultó acertada.

Las figuras 6.11. y 6.12. muestran desde dos enfoques diferentes la presencia de ruido en la señal de entrada del sensor. En el caso de figura 6.11. se hace una comparación entre los niveles de 0V de la señal de entrada (en color rojo) y la salida (en color azul), la diferencia entre ambos niveles es evidente y la eficacia de la etapa diferencial, del filtrado y del acople óptico se reafirma.

El caso de la figura 6.12. el tipo de ruido que se observa obedece a otras causas y sus características son diferentes. En primer lugar el tiempo de observación fue 200s, cada evento toma alrededor de 30s y no se presenta en modo común, es decir que la técnica de filtrado por voltaje diferencial no fue efectiva, de hecho estos eventos fueron medidos en la salida del amplificador diferencial, cortocircuitando previamente la entrada del sensor con el fin de medir el nivel de 0V. Al presentar una frecuencia de ocurrencia de alrededor de 33 mHz el circuito de filtrado resultó inoperante para eliminarlo. La presencia de estos eventos fue eliminada mediante el blindaje del circuito impreso en un gabinete metálico totalmente cerrado, junto con el uso de cable multiconductor también blindado. Adicionalmente, el diseño del circuito impreso incorpora áreas de cobre entre pistas, esto con el fin de aumentar su inmunidad al ruido.

Con respecto a la eficacia de la prueba realizada por el sensor, se tomo como base una muestra de 100 ampollas GB-58, de la cuales 12 no la superaron y 88 si. De estas 12, 10 presentaban problemas de ionización y 2 no presentaban ninguno. De las 88 restantes ninguna fue declarada como deficiente basado en el alcance de la prueba.

Capítulo 7: Conclusiones y recomendaciones

7.1 Conclusiones

- Se disminuyó el tiempo de respuesta ante cierres de contacto (en comparación con el sistema prototipo instalado para el chequeo de ampollas GB-22) de 5 ms a 1.92 ms en promedio. Este aumento en la velocidad de respuesta es de 62% aproximadamente.
- Se disminuyó el tiempo de respuesta ante aperturas de contacto (en comparación con el sistema prototipo instalado para el chequeo de ampollas GB-22) de 5 ms a 0.39 ms en promedio. Este aumento en la velocidad de respuesta es de 92% aproximadamente.
- Un 83% de los casos en que los arrancadores que no superaron la revisión (basado en la muestra de 100 arrancadores) se debe a la condición de ionización sin cierre del contacto.
- La eficacia del sensor (medida a partir de la muestra de 100 arrancadores) fue de 100% en el caso de los que superaron la prueba y de 83% entre los arrancadores que fueron rechazados.
- Se generó un manual técnico sobre el sensor diseñado, que permite su revisión y reparación en caso de ser necesaria.

7.2 Recomendaciones

Para mejorar la integridad del resultado de cada prueba individual en los arrancadores sería de conveniencia variar el material de la pista de prueba en el plato giratorio que mueve los arrancadores hasta la posición de prueba. Actualmente este material es cobre lo que crea un desgaste en los pines de los arrancadores al ser movidos de una posición a otra. Este desgaste tiene dos consecuencias; la primera es que la pista de prueba se va ensuciando con los desechos y por lo tanto se crea una capa aislante entre el aluminio y el cobre, y la segunda consecuencia es el propio desgaste de la pista de cobre al no estar endurecida con alguna aleación de cromo o níquel.

Bibliografía

1. Gray, Paul R.; Meyer, Robert G. Circuitos Integrados Analógicos, 3ª ed., Prentice Hall, Mexico, 1995.
2. Schilling, Donald. Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados, 3ª ed., McGraw-Hill, Madrid, 2000
3. Irons, Fred. Active filters for integrated-circuit applications, 1ª ed., Boston, 2005
4. Fiore, James. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales: teoría y aplicación, 1ª ed., Thomson, Madrid 2002
5. Gray, Paul. Análisis y diseño de circuitos integrados analógicos, 3ª ed., Prentice Hall Hispanoamericana, 1995
6. Coughlin, Robert.; Driscoll, Frederick. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales, 5ª ed., Prentice Hall Hispanoamericana, Mexico, 1999
7. Manual del usuario Osciloscopios para PC, Serie PicoScope 3000, Pico Technology Limited, 2005
8. Lámparas fluorescentes, sitio Web:
http://es.wikipedia.org/wiki/Lámpara_fluorescente visitado el 12 de marzo de 2007

9. Diodos TVS, MOV, sitio Web: www.ewh.ieee.org/r9/panama/capitulos/ias/files/Manual_puesta_tierra.pdf visitado el 12 de marzo de 2007

10. Manual sobre selección de diodo TVS, sitio Web www.microsemi.com/micnotes/125.pdf visitado el 15 de marzo de 2007

11. SSR's & Transient Protection, sitio Web: http://solid-state-relay.crouzet-usa.com/kb/ssr_kb_transient.shtml visitado el 15 de marzo de 2007

12. Varistor, sitio Web: <http://en.wikipedia.org/wiki/Varistor> visitado el 15 de marzo de 2007

13. Circuit protection elements, sitio Web: www.rohm.com/products/databook/icp/pdf/icp.pdf visitado el 16 de marzo de 2007

14. Varistores, sitio Web: <http://www.ifent.org/lecciones/varistores/> visitado el 16 marzo de 2007

Apéndices

A.1 Glosario, abreviaturas y simbología

Balastro: El balastro o reactancia, además de ayudar al encendido, es el elemento que se encarga de limitar la corriente en el proceso de descarga.

Glow bottle: Encapsulado que contiene un electrodo conductor y uno bimetálico en una atmósfera de gases nobles como argón junto con una pequeña proporción de kriptón 85.

MOV: Metal Oxide Varistor, componente electrónico que protege a los componentes más sensibles de los circuitos contra variaciones bruscas de voltaje o picos de corriente que pueden ser originados, entre otros, por relámpagos, conmutaciones y ruido eléctrico.

PCB: Printed circuit board, o tarjeta de circuito impreso, es un medio para sostener mecánicamente y conectar eléctricamente componentes electrónicos, a través de rutas o pistas de material conductor, grabados desde hojas de cobre laminadas sobre un sustrato no conductor.

PLC: Programmable Logic Controller, es decir un controlador lógico programable de uso industrial.

TVS: Transient voltage suppression, en este caso se refiere a un tipo de diodo específicamente diseñado para recortar los transiente de voltaje entre sus terminales.

A.2 Extracto del manual técnico generado

MANUAL DE OPERACIÓN SENSOR DE CIERRES EN ARRANCADORES

Creado por:
David Vargas

Mayo, 2007

MANUAL DE OPERACIÓN SENSOR DE CIERRES EN ARRANCADORES

Creado por:
David Vargas

Mayo, 2007

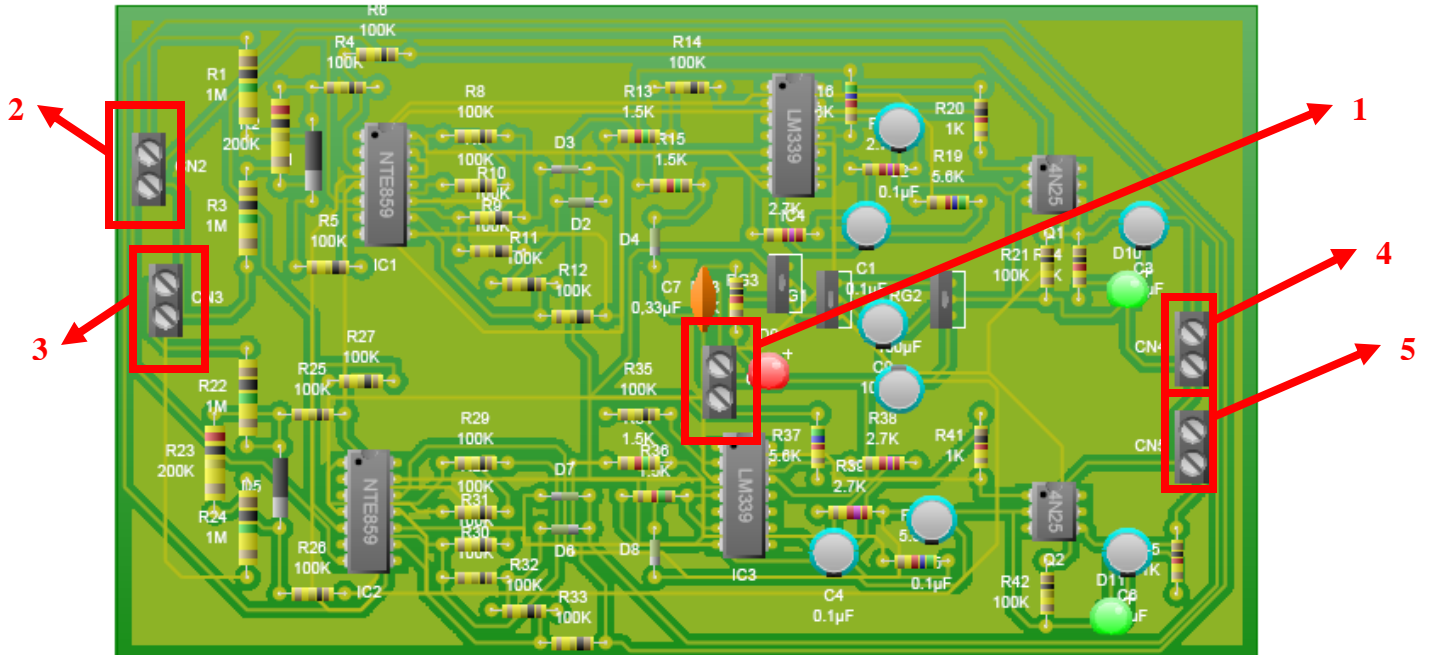
Índice

Página

Puntos de conexión.....	3
Rangos de trabajo.....	3
Solución de problemas.....	5
Revisión de la alimentación de la placa.....	5
Revisión de la etapa diferencial.....	6
Revisión de la etapa de rectificación o valor absoluto.....	6
Revisión de la etapa de filtrado.....	7
Revisión de la etapa de acople con el PLC.....	7
Revisión del estado del diodo supresor de transientes.....	8
Lista de materiales.....	9

Puntos de conexión:

La tarjeta del sensor consta de 5 puntos de conexión con el exterior.



- 1: Alimentación principal: +24V
- 2: Conexión con el arrancador 1
- 3: Conexión con el arrancador 2

- 4: Salida digital (+24V – 0V)
- 5: Salida digital (+24V – 0V)

Aparte de los puntos arriba citados, no debe realizarse ninguna otra conexión externa con el sensor, excepto en caso de revisión.

Rangos de trabajo:

Este apartado se refiere a los niveles de voltaje que este sensor acepta en sus entradas y que es capaz de entregar en sus salidas. Adicionalmente se especifica los periodos de respuesta del sensor.

1: El punto de conexión 1 está diseñado para aceptar un voltaje de entrada de 24V positivos de corriente directa regulada (lineal, no pulsante), las

alimentaciones, referencias internas de la tarjeta y las salidas se basan en este nivel de tensión, por lo tanto es necesario proveerle una forma de onda libre de rizado con referencia a 0V.

2: El punto de conexión 2 está diseñado para recibir tensiones de trabajo máximas de 220 VRMS, esta entrada está protegida contra sobre-tensiones de hasta 3000 V por periodos breves de tiempo en el orden de los microsegundos. Un cortocircuito en esta entrada no ocasionará ningún malfuncionamiento del sensor, pues esta es la condición de detección de cierre del contacto en el arrancador. El voltaje mínimo a la que se puede operar esta entrada es de 10 VRMS aproximadamente. Este punto presenta la misma referencia que el punto de conexión de 3, pero es diferente al punto común del resto del circuito.

3: El punto de conexión 3 está diseñado para recibir tensiones de trabajo máximas de 220 VRMS, esta entrada está protegida contra sobre-tensiones de hasta 3000 V por periodos breves de tiempo en el orden de los microsegundos. Un cortocircuito en esta entrada no ocasionará ningún malfuncionamiento del sensor, pues esta es la condición de detección de cierre del contacto en el arrancador. El voltaje mínimo a la que se puede operar esta entrada es de 10 VRMS aproximadamente. Este punto presenta la misma referencia que el punto de conexión de 2, pero es diferente al punto común del resto del circuito.

4: Salida para conexión con el PLC: Corresponde a una salida de tipo digital que solamente puede presentar dos valores posibles y excluyentes + 24 V o 0 V. El primer nivel corresponde al estado en que el contacto del arrancador está abierto, ya sea por ionización o por falta de energía. El segundo nivel es la respuesta del sensor aun cierre en el contacto del arrancador. Esta salida está relacionada con la entrada 2.

5: Salida para conexión con el PLC: Corresponde a una salida de tipo digital que solamente puede presentar dos valores posibles y excluyentes + 24 V o 0 V. El

primer nivel corresponde al estado en que el contacto del arrancador está abierto, ya sea por ionización o por falta de energía. El segundo nivel es la respuesta del sensor aun cierre en el contacto del arrancador. Esta salida está relacionada con la entrada 5

La respuesta del circuito ha sido probada únicamente a 60Hz, bajo esta condición, se obtuvo la respuesta del sensor en términos de tiempo.

Pendiente de subida: 232 mV/us

Pendiente de bajada: -118 mV/us

Respuesta ante aperturas del contacto: 390us

Respuesta ante cierres del contacto: 1930us

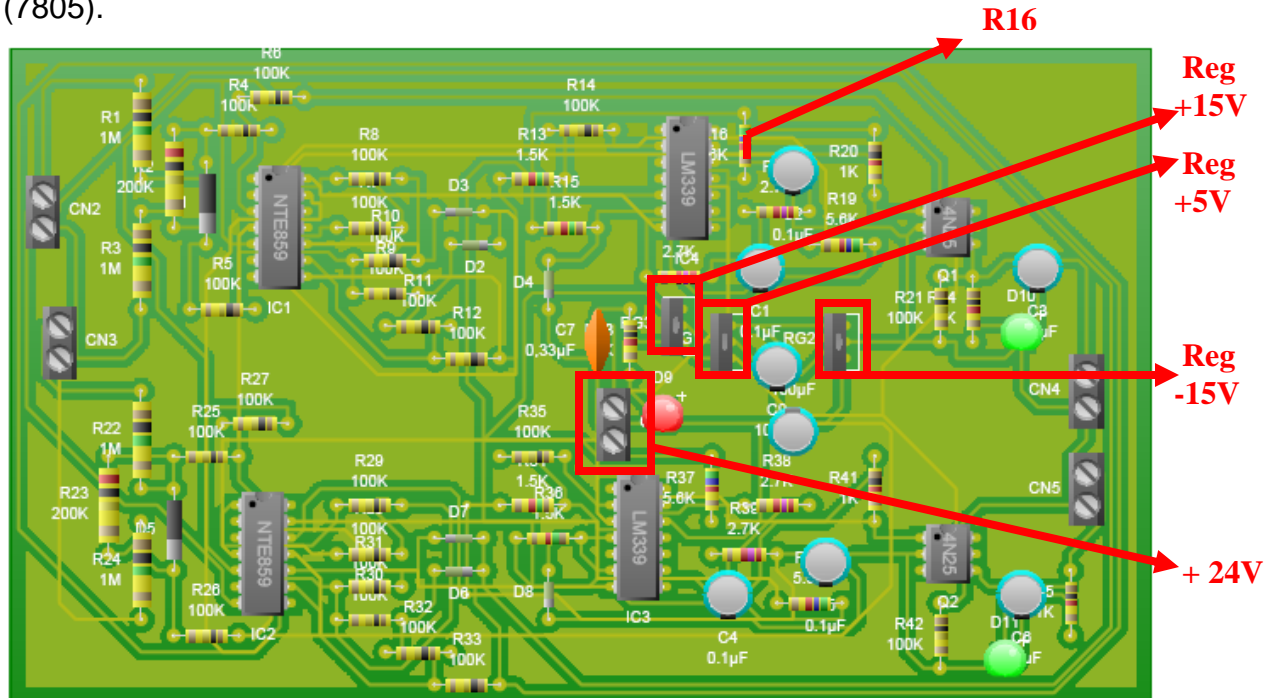
Solución de problemas:

El proceso de revisión del sensor se explica para el caso de un único circuito, pero el procedimiento es el mismo en ambos casos (circuito superior e inferior).

A - Revisión de la alimentación de la placa

- Desconecte la tensión senoidal de los puntos de conexión 2 y 3.
- Aplique 24VCD con su respectiva referencia en el punto de conexión 1.
- Compruebe que el LED de color rojo esté encendido.
- Mida respecto al punto común (placa metálica sobresaliente en los reguladores de voltaje) el voltaje presente en el pin 3 de los LM339 y en los pin 4 de los NTE859. El voltaje medido debería ser de 15V, de no ser así reemplace el regulador de 15V (7815).
- Mida respecto al punto común (placa metálica sobresaliente en los reguladores de voltaje) el voltaje presente en el pin 12 de los LM339 y en el pin 11 de los NTE859. El voltaje medido debería ser de -15V, de no ser así reemplace el regulador de -15V (con disipador – Texas Instruments).

- Mida respecto al punto común (placa metálica sobresaliente en los reguladores de voltaje) el voltaje presente en la resistencia R16. El voltaje medido debería ser de +5V, de no ser así reemplace el regulador de +5V (7805).



B – Revisión de la etapa diferencial:

- Energice el circuito con +24V CD.
- Conecte 120V RMS @ 60Hz al punto de conexión 2/3.
- Verifique con un osciloscopio la presencia de una forma de onda senoidal en el pin 1 del NTE859 (la misma no deberá sobrepasar los 10V RMS) correspondiente. En caso de que no de que esta condición no se de reemplace el circuito integrado NTE859.

C – Revisión de la etapa de rectificación o valor absoluto:

- Energice el circuito con +24V CD.
- Conecte 120V RMS @ 60Hz al punto de conexión 2/3.

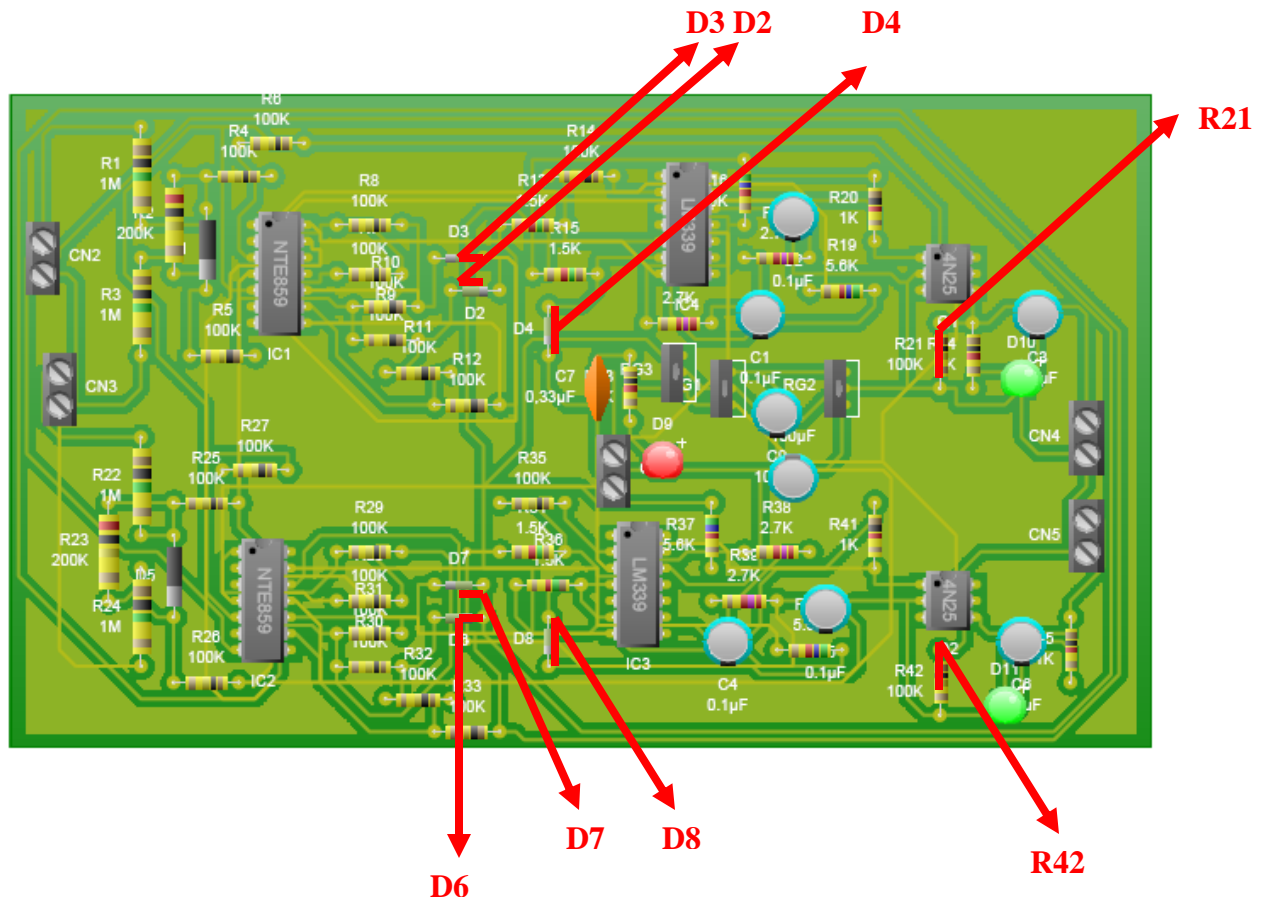
- Verifique con un osciloscopio la presencia de una forma de onda senoidal rectificada (CD pulsante) en el pin 8 del NTE859 (la misma no deberá sobrepasar los 13V de valor pico) correspondiente. En caso de que no se de esta condición, verifique el estado de los diodos 2/6 y 3/7, si estos se encuentran en mal estado replácelos, de no ser así el defecto se encuentra en el NTE859, replácelo.

D – Revisión de la etapa de filtrado:

- Energice el circuito con +24V CD.
- Conecte 120V RMS @ 60Hz al punto de conexión 2/3.
- Verifique con un osciloscopio la presencia de un valor constante de CD de aproximadamente 1.2V en el pin 1 del LM339.
- Desconecte la tensión alterna en los puntos 2/3 y vuelva a verificar la tensión en el pin 1 del LM339, esta debería ser de 0V.
- En caso de no cumplirse las condiciones anteriores, revise el estado del diodo 4/8, si está dañado replácelo. En caso contrario remplace tanto el NTE859 como el LM339 o uno de los dos y reinicie esta sección de las pruebas.

E- Revisión de la etapa de acople con el PLC:

- Energice el circuito con +24V CD.
- Conecte 120V RMS @ 60Hz al punto de conexión 2/3.
- Verifique con un osciloscopio la presencia de un valor constante de CD de aproximadamente 24V en el pin 4 del optoacople 4N25.
- Desconecte la tensión alterna en los puntos 2/3 y vuelva a verificar la tensión en el pin 4 del 4N25, esta debería ser de 0V.
- En caso de no cumplirse las condiciones anteriores, revise el estado de la resistencia R21/R42, si está dañada replácela. En caso contrario remplace el optoacople 4N25.



F- Revisión del estado del diodo supresor de transientes:

- Energice el circuito con +24V CD.
- Conecte 240V RMS @ 60Hz al punto de conexión 2/3.
- Verifique con un osciloscopio la presencia de una forma de onda senoidal cuyo pico está recortado (truncado) en el pin 1 del NTE859 (la misma no deberá sobrepasar los 10V RMS) correspondiente. En caso de que no se de esta condición, reemplace inmediatamente el diodo supresor de transientes NTE4915 e inicie todo el procedimiento de nuevo.

Lista de materiales:

Componente	Cantidad
0,33 μ F Capacitor	1
100 μ F Electrolítico Capacitor	2
0.1 μ F Electrolítico Capacitor	6
1.5K Resistor (1/4W)	4
100K Resistor (1/4W)	22
1.5K Resistor (1/4W)	5
1M Resistor (2W)	4
1N4001 Diodo	8
2.7K Resistor (1/4W)	4
220K Resistor (2W)	2
5.6K Resistor (1/4W)	4
7805 (5V, 1A) Voltaje Regulador	1
7815 (5V, 1A) Voltaje Regulador	1
PT78NR115H Inversor de voltaje	1
LED (Green)	2
LED (Red)	1
LM339 Operational Amplifier	2
NTE859 Operational Amplifier	2

A.3 Información básica sobre el proyecto y la empresa

Información del estudiante:

Nombre: David vargas Bolaños

Cédula: 1-1126-0779

Carné ITCR: 200113449

Dirección de su residencia en época lectiva: Pavas, San José

Dirección de su residencia en época no lectiva: Pavas, San José

Teléfono en época lectiva: 353-5432 **Teléfono época no lectiva:**353-5432

Email: devbcr@gmail.com

Información del proyecto:

Nombre del Proyecto: “Implementación de un selector automático de arrancadores para lámparas fluorescentes de la empresa Sylvania”

Area del Proyecto: Electrónica de potencia, circuitos integrados lineales, estadística

Información de la empresa:

Nombre: Silvana SLI

Zona: San José, San José, Pavas, Zona Industrial

Dirección: 100 mts sur de la Embajada Americana. Frente al Centro Comercial del Oeste, pavas.

Teléfono: 210-7600

Actividad Principal: Diseño, fabricación y venta de sistemas de iluminación

Información del encargado en la empresa:

Nombre: Abdel Barrios Carrillo

Puesto que ocupa:Ingeniero de control de procesos

Departamento: Ingeniería

Profesión: Ingeniero eléctrico

Grado académico: Bachiller

Teléfono: 210-7600

Ext.:7627

Email: abdel.barrios@sli-cr.com

Información del asesor en la empresa:

Nombre: Abdel Barrios Carrillo

Puesto que ocupa: Ingeniero de control de procesos

Departamento: Ingeniería

Profesión: Ingeniero eléctrico

Grado académico: Bachiller

Teléfono: 210-7600 **Ext.:**7627

Email: abdel.barrios@sli-cr.com