

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**IMPLEMENTACIÓN DE INTERRUPTORES DE ESTADO SÓLIDO
ACCIONADOS DE MANERA REMOTA**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INTERRUPTOR
CONTROLADO DE ESTADO SÓLIDO ACCIONADO
REMOTAMENTE MEDIANTE UNA APLICACIÓN ANDROID
USANDO WIFI**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y AUTOMATIZACIÓN**

KEVIN ALEJANDRO BARROS TRAVEZ

kevin.barros02@epn.edu.ec

DIRECTOR: Ing. JORGE LUIS MEDINA MORA, M.Sc.

jorge.medinaj@epn.edu.ec

DMQ, abril 2024

CERTIFICACIONES

Yo, Kevin Alejandro Barros Travez declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

Kevin Alejandro Barros Travez

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Kevin Alejandro Barros Travez, bajo mi supervisión.

Ing. JORGE LUIS MEDINA MORA, M.Sc.

DIRECTOR

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

Kevin Alejandro Barros Travez

Ing. Jorge Luis Medina Mora, M.Sc.

DEDICATORIA

A Nancy Travez, mi madre. Te quiero dedicar este escrito de la misma forma en la que le dedico mi vida entera por ser la mejor madre, mejor amiga, mejor persona en todo el universo. Te dedico un capítulo más de mi trayectoria porque eres mi fuerza, mi inspiración, mis ganas, realmente mi todo.

AGRADECIMIENTO

Agradezco:

A Dios, por darme el regalo de la vida, la paciencia, la concentración y la disciplina para completar esta etapa de mi formación profesional. También por depositar grandes bendiciones y excelentes personas a lo largo de mi carrera.

A Nancy Travez, mi madre, por amarme, por su perseverancia, por su lucha para que nunca me faltaran los recursos necesarios para completar mi día a día, por acompañarme en mis largas noches de estudio con un abrazo y un café, por escuchar mis incontables historias acerca de mi carrera con tanta paciencia y atención.

A Ángel Muñoz, por cuidarme, velar por mi bienestar y entregarme su tiempo aun cuando las condiciones económicas, laborales y personales no eran las más favorables.

A Rosita Mayorga, mi abuela paterna, quien en paz descanse, por enseñarme que vale la pena ser una buena persona hasta el final.

A Rafael Travez y María Carrera, mis abuelos maternos, por ser el motor de mi familia, por cuidarme de la misma forma en la que lo hicieron cuando era solo un niño.

A Beatriz Travez, Lourdes Travez y David Sánchez, mi familia, por estar pendientes de mí, por sentirse orgullosos de mis victorias y mantenerse a mi lado en los peores momentos.

A Andrés Llano, mi mejor amigo, por acompañarme en cada experiencia a lo largo de mi vida, por aconsejarme, por ser mi hermano de otra madre y, sobre todo, por enseñarme que el esfuerzo es la clave del éxito.

A Alfonso Figueroa, Renato Vera, Carlos Flores, Paúl Villagrán y David Rodríguez, mi equipo, por acompañarme durante todo el proceso de formación académica, por enseñarme que el camino acompañado es menos difícil.

A Katherine Chicaiza, mi amiga y compañera en este proyecto, por su aporte y ayuda a la construcción de nuestro último escalón para completar la meta tan anhelada de ser profesionales, por escucharme y dar su 100% aun cuando nos sentíamos rendidos.

Al Ingeniero Jorge Luis Medina, por ser un excelente docente, por su tiempo, dedicación y apoyo para la realización de este proyecto, sobre todo por ser un ser humano de la más alta calidad.

Al Ingeniero Mateo Vásquez, por ser un amigo más que un docente, por sus consejos y regalarme un espacio adicional para realizar este trabajo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. OBJETIVO GENERAL.....	1
1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS	2
1.3. ALCANCE	2
1.4. MARCO TEÓRICO	3
1.4.1. RELÉS DE ESTADO SÓLIDO	3
1.4.2. SEMICONDUCTORES DE POTENCIA.....	5
1.4.2.1. Diodos de potencia	5
1.4.2.2. Transistores de potencia.....	7
1.4.2.3. Tiristores.....	9
1.4.3. PRINCIPIOS DE CONTROL CON VOLTAJE AC	11
1.4.3.1. Principio de control por ciclo integral	12
1.4.3.2. Principio de control por fase directo	12
1.4.3.3. Principio de control por ancho de pulso o Troceador AC.....	13
1.4.4. REDES DE APOYO A LA CONMUTACIÓN.....	14
1.4.5. DISIPADORES TÉRMICOS.....	16
1.4.6. COMUNICACIÓN INALÁMBRICA MEDIANTE WIFI	17
2. METODOLOGÍA.....	19
2.1. SELECCIÓN DEL SEMICONDUCTOR DE POTENCIA.....	19
2.2. DIMENSIONAMIENTO DEL RELÉ DE ESTADO SÓLIDO	20

2.2.1.	DISEÑO DEL CIRCUITO DETECTOR DE CRUCES POR CERO	20
2.2.2.	SELECCIÓN DEL TRIAC.....	23
2.2.3.	CIRCUITO DE DISPARO DEL TRIAC.....	24
2.3.	DIMENSIONAMIENTO DE LA RED SNUBBER	26
2.4.	DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR.....	28
2.4.1.	CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL TRIAC	29
2.4.2.	CÁLCULO DEL DISIPADOR DE CALOR PARA EL TRIAC	30
2.5.	SISTEMA DE MEDICIÓN DE POTENCIA	31
2.5.1.	CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0	33
2.5.2.	INTERFAZ DE COMUNICACIÓN DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0	33
2.5.3.	CONEXIÓN DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0	34
2.6.	SISTEMA MICROPROCESADO	35
2.7.	DISEÑO DEL PROGRAMA DE CONTROL.....	37
2.7.1.	ALGORITMO DEL PROGRAMA PRINCIPAL	37
2.7.1.1.	Subrutina para configuración de los periféricos	38
2.7.1.2.	Subrutina para detección de cruce por cero.....	39
2.7.1.3.	Subrutina para medición de variables eléctricas.....	40
2.7.1.4.	Subrutina para control AC.....	40
2.7.1.5.	Subrutina para recepción de datos por WIFI.....	41
2.7.1.6.	Subrutina para envío de datos por WIFI.....	42
2.7.2.	DESARROLLO DE LA APLICACIÓN ANDROID PARA ACCIONAMIENTO Y MONITOREO REMOTO DEL PROTOTIPO USANDO WIFI	43
3.	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	47
3.1.	RESULTADOS.....	47
3.1.1.	PRESENTACIÓN DEL PROTOTIPO.....	47
3.1.2.	PRUEBA CON UNA CARGA R	48
3.1.3.	PRUEBA CON CARGAS R CONECTADAS EN SERIE	50
3.1.4.	PRUEBA CON CARGAS R CONECTADAS EN PARALELO	51
3.1.5.	PRUEBA CON UNA CARGA R – L	52

3.1.6.	PRUEBA CON UNA CARGA R Y DOS CARGAS L EN SERIE	55
3.1.7.	PRUEBA CON UNA CARGA R Y DOS CARGAS L EN PARALELO	56
3.1.8.	COMPARACIÓN DE MEDICIONES DEL PROTOTIPO	57
3.2.	CONCLUSIONES	58
3.3.	RECOMENDACIONES.....	59
4.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	61
5.	ANEXOS.....	65

RESUMEN

El presente Trabajo de Integración Curricular tiene como finalidad realizar el diseño e implementación del prototipo de un interruptor/relé de estado sólido que sea controlado de manera remota mediante una interfaz desarrollada en una aplicación Android. Asimismo, el prototipo cuenta con un sistema de medición de variables eléctricas tales como voltaje, corriente y factor de potencia cuyos valores también son visualizados en la aplicación para el monitoreo de la carga del sistema. Cabe mencionar que la comunicación remota entre la aplicación Android y el prototipo se realizó mediante WIFI.

El proyecto inicia con etapa teórica en la que se realiza un estudio bibliográfico acerca de los relés de estado sólido haciendo énfasis en los distintos tipos de semiconductores de potencia y los componentes que permiten su disparo, así como los principios de control AC y los elementos de protección para dichos semiconductores. Luego, se procedió a la selección y dimensionamiento de los dispositivos que componen el prototipo. Asimismo, se llevó a cabo la programación de un sistema microprocesado para establecer el control AC y generar la comunicación inalámbrica mediante WIFI.

Una vez que ha diseñado todo el prototipo y se cuenta con una propuesta física del mismo se realizaron diversas pruebas de funcionamiento ante diferentes perfiles de carga de corriente alterna mediante la variación del ángulo de disparo, determinando que al existir un componente inductivo en dichas cargas se tiene la presencia de un ángulo de extinción que modifica el rango de disparo del semiconductor.

PALABRAS CLAVE: Relé de estado sólido, optoacolorador, TRIAC, red snubber, disipador de calor, medición de potencia, WIFI, accionamiento remoto, corriente alterna, aplicación Android.

ABSTRACT

This Curricular Integration Paper aims to design and implement the prototype of a solid-state relay that is controlled remotely through an interface developed in an Android application. Likewise, the prototype has a system for measuring electrical variables such as voltage, current and power factor, whose values are also visualized in the application for monitoring the system's load. It is worth mentioning that the remote communication between the Android app and the prototype was done via WIFI.

The project begins with a theoretical stage in which a bibliographic study is carried out on solid-state relays, emphasizing the different types of power semiconductors and the components that allow their tripping, as well as the principles of AC control and the protection elements for these semiconductors. Then, the devices that make up the prototype were selected and dimensioned. Likewise, the programming of a microprocessor system was carried out to establish the AC control and generate WIFI communication.

Once the entire prototype has been designed and a physical proposal of it is available, various performance tests were carried out against different alternating current load profiles by varying the trigger angle, determining that the existence of an inductive component in these loads has the presence of an extinction angle that modifies the trigger range of the semiconductor.

KEYWORDS: Solid state relay, Optoisolator, TRIAC, Network snubber, Heat-sink, Power measurement, WIFI, Remote drive, AC Power, Android app.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad los interruptores o relés de estado sólido (SSR – Solid State Relay) son dispositivos que se utilizan en el control de circuitos eléctricos de AC o DC mediante el cierre o la apertura del interruptor. La carga alimentada puede ir desde una bombilla de luz de baja potencia hasta motores eléctricos industriales y demás. Es así como se puede manifestar que las aplicaciones de los relés de estado sólido posibilitan que a partir de una señal de control como entrada se logre accionar una carga de potencia significativa a la salida [1], [2].

Por otra parte, en el mundo moderno, el Internet ha revolucionado las tareas domésticas y también la industria recibiendo el nombre de Internet de las Cosas (IoT), cuando se le da cierto enfoque a su utilización y cuya función principal es la conexión inalámbrica entre dispositivos. Esta conexión se establece mediante la recopilación de datos que posteriormente se intercambian en tiempo real utilizando tecnologías inalámbricas tales como WIFI. Al incluir internet en actividades de la vida cotidiana, es posible mejorar la productividad, gestionar los recursos, monitorear las condiciones de funcionamiento de los equipos, entre otras acciones [3], [4].

Con base en la información anterior, el presente componente propone realizar el diseño e implementación de un interruptor controlado de estado sólido que sea accionado y monitoreado remotamente además que incorpore un sistema de medición de voltaje, corriente y factor de potencia. Para ello, el diseño constará de un semiconductor de potencia cuyas características técnicas puedan suplir una carga doméstica (120V @ 10A) y que, a su vez, permita ser accionado con una señal de control con la finalidad de regular el voltaje en la carga. Asimismo, el circuito estará constituido por redes de apoyo a la conmutación y el disipador adecuado que alarguen la vida útil del sistema. Es preciso destacar que el control del interruptor y la visualización de los resultados de voltaje, corriente y factor de potencia se realizarán mediante comunicación inalámbrica usando WIFI a través de una aplicación Android.

1.1. OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un interruptor de estado sólido que sea accionado y controlado de forma remota usando WIFI por medio de una interfaz desarrollada en una aplicación Android.

1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Realizar una revisión bibliográfica acerca de los semiconductores de potencia, las formas de controlar su disparo, los circuitos de apoyo a la conmutación, módulos de medición y comunicación inalámbrica.
2. Seleccionar un semiconductor de potencia adecuado para suplir una carga doméstica de 120V @ 10A.
3. Diseñar e implementar el circuito de potencia, control, medición y comunicación remota mediante el uso de WIFI.
4. Desarrollar una interfaz en una aplicación Android para el accionamiento inalámbrico del interruptor de estado sólido y la visualización de las variables del sistema de medición de potencia.
5. Evaluar el desempeño del interruptor controlado de estado sólido realizando pruebas de funcionamiento frente a diferentes perfiles de carga.

1.3. ALCANCE

1. Se realizará una revisión bibliográfica de los distintos tipos de semiconductores de potencia que pueden ser utilizados en la construcción de un interruptor controlado de estado sólido que sea accionado de forma remota con la finalidad de manejar una carga no mayor a 120V @ 10A.
2. Se analizarán las características técnicas de los diferentes semiconductores de potencia y se seleccionará el dispositivo que pueda cumplir con los requerimientos de la carga.
3. Se investigará sobre las formas de disparo del semiconductor de potencia seleccionado, así como sobre los circuitos de apoyo a la conmutación del mismo.
4. Se diseñará el circuito de potencia y de control junto con la red de apoyo a la conmutación y el disipador adecuado que asegure el correcto funcionamiento del prototipo para suplir una carga no mayor a 120V @ 10A.
5. Se seleccionará el sistema microprocesado que presente las mejores prestaciones al menor costo posible considerando la necesidad de la integración de un módulo de comunicación inalámbrica por WIFI.

6. Se dimensionarán y seleccionarán los sensores o módulos para llevar a cabo la medición de variables eléctricas en la carga del sistema tales como voltaje, corriente y factor de potencia, considerando rangos de medición entre 80 – 120V y 0 – 10A.
7. Se desarrollará la programación necesaria del sistema microprocesado para el accionamiento remoto, el control del interruptor y la regulación del voltaje de alimentación de la carga considerándose como valores RMS máximos 120V @ 10A.
8. Se llevará a cabo una interfaz en una aplicación Android mediante la cual se tenga la posibilidad de accionar de forma remota el interruptor, regular el ángulo de disparo y observar el valor de las mediciones instantáneas de voltaje, corriente y factor de potencia.
9. Se evaluará el funcionamiento del prototipo mediante la realización de pruebas de funcionamiento frente a diferentes perfiles de carga.

1.4. MARCO TEÓRICO

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos que se utilizan como base para desarrollar el presente trabajo de integración curricular. Por lo tanto, se consideran las características más relevantes de los relés de estado sólido, así como los dispositivos principales que son necesarios para la implementación del prototipo tales como semiconductores de potencia, redes de apoyo a la conmutación (redes snubber) y disipadores. También se aborda la información más relevante acerca de la comunicación mediante WIFI.

1.4.1. RELÉS DE ESTADO SÓLIDO

Un relé de estado sólido o también conocido por sus siglas SSR (Solid State Relay) se define como un dispositivo de conmutación que no posee partes móviles de tal manera que tienen la capacidad de llevar a cabo un gran número de ciclos de operación. Cuando se le aplica una señal de control, éstos dispositivos dan un camino a la corriente de carga AC, de forma similar que los contactos móviles que un interruptor mecánico. Cabe destacar que la conmutación que realizan los SSR síncronos se establece en el cruce por cero del ciclo de corriente alterna, razón por la cual se disminuye la probabilidad de que se genere algún tipo de ruido electrónico, por lo que este tipo de relés son significativamente utilizados en ambientes en los que se debe controlar aparatos que son susceptibles a interferencias de radio frecuencia (RFI) [5], [6].

Es fundamental hacer énfasis en que, en su forma más sencilla, un SSR principalmente utiliza un optoacoplador en su circuito de disparo, es decir que existe un LED en el lado correspondiente a la entrada y en lado de la salida se presenta un fototransistor. Estos elementos se encuentran separados por medio de un camino óptico que asegura el aislamiento galvánico entre el circuito de control y las terminales de potencia. Cabe destacar que de acuerdo con el nivel de voltaje y corriente además de la frecuencia de conmutación requerida que se desea manejar, se puede utilizar un tiristor (SCR) o un triodo para corriente alterna (TRIAC) fotosensible para reemplazar el fototransistor ubicado en el lado de salida [7].

Ahora bien, en el momento en el que el LED presenta energía, este elemento genera fotones que a su vez dan energía al semiconductor fotosensible, el mismo que entra en modo de conducción (encendido) permitiendo que la corriente alimente a la carga. Por otro lado, cuando el LED se encuentra apagado, el semiconductor fotosensible no conduce y se mantiene en la zona de corte [7].

Es preciso manifestar que un SSR completo presenta una mayor cantidad de elementos adicionales al LED y el semiconductor fotosensible puesto que requiere de un semiconductor de potencia que active la carga y de circuitos tales como redes de apoyo a la conmutación y detección de cruces por cero.

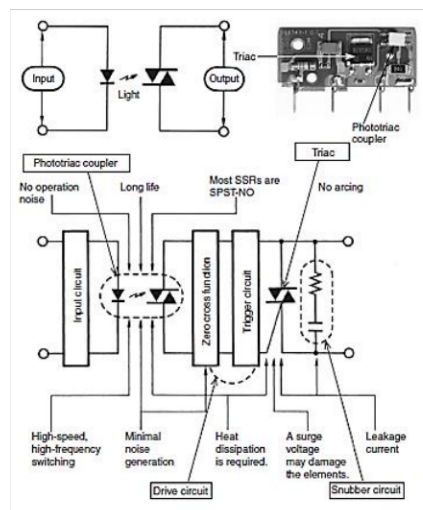


Figura 1.1. Estructura de un SSR completo [7]

Si se comparan los SSR con los relés mecánicos convencionales, el SSR presente un tiempo de vida considerablemente superior debido a la presencia del aislamiento óptico y a la falta de componentes mecánicos, pero se debe tener en cuenta que un SSR es más propenso a presentar fallas por sobrecargas, razón por la cual las redes de apoyo a la conmutación son de alta relevancia en su implementación [5].

1.4.2. SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

En primera instancia, es preciso considerar que la electrónica de potencia ayuda a analizar entre otras cosas la operación, así como las aplicaciones de los dispositivos electrónicos con la finalidad de controlar y llevar a cabo la conversión de la potencia eléctrica [8].

Debido a que los dispositivos semiconductores de potencia tienen la capacidad de trabajar como interruptores ya sea en corriente continua (DC) o en corriente alterna (AC), dependiendo de las circunstancias de operación, presentan varias aplicaciones de acuerdo con el tipo de conversión de energía que realicen. En dichas aplicaciones los semiconductores de potencia son clasificados en tres grandes grupos que son: diodos de potencia, transistores de potencia y tiristores [8].

1.4.2.1. Diodos de potencia

Los diodos de potencia tienen un funcionamiento similar al que se presentan los diodos convencionales; sin embargo, se caracterizan por manejar niveles de corriente y voltaje considerablemente elevados. Además, este tipo de semiconductores de potencia tienen dos estados que se encuentran definidos por las zonas de trabajo, específicamente la zona de corte (interruptor abierto) y la zona de saturación (interruptor cerrado). Cuando un diodo se encuentra en polarización directa, conduce con un pequeño valor de voltaje directo (V_F) a través de él. Por otra parte, cuando un diodo se polariza inversamente entra en un estado de bloqueo y se presenta una muy baja corriente de fuga que fluye por el dispositivo hasta alcanzar el voltaje de ruptura inverso. Cabe destacar que el paso de un estado a otro no se suscita de forma inmediata de tal manera que el tiempo requerido para llevar a cabo la transición se establece como un factor fundamental dado que limita el uso del dispositivo en cuanto al valor de frecuencia de conmutación. Dicho efecto se considera a través de un parámetro denominado tiempo de recuperación reversa (t_{rr}). Este valor de tiempo es medido desde el punto en el que la corriente cruza por cero hasta el momento en el cual se tiene el 25% del máximo correspondiente a la corriente de recuperación reversa (I_{rr}). Es importante tener en cuenta que el t_{rr} se encuentra dado por la suma de dos tiempos parciales que son el tiempo de almacenamiento (t_a) y el tiempo de caída (t_b) [8], [9].

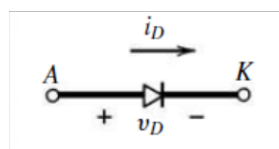


Figura 1.2. Símbolo de un diodo de potencia [9]

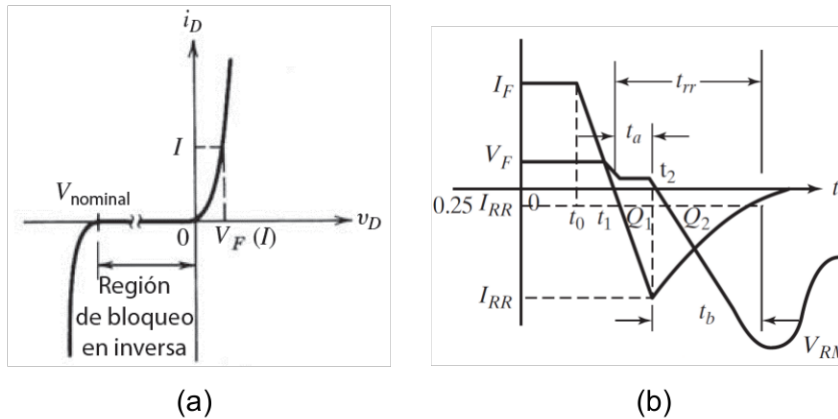


Figura 1.3. Curvas de funcionamiento del diodo de potencia: (a) Característica de $V - I$; (b) Característica de recuperación reversa [9], [10]

Ahora bien, los diodos de potencia se pueden subdividir en: diodos de propósito general, diodos de recuperación rápida y diodos Schottky.

- **Diodos de propósito general:** También denominados Standard Recovery, son dispositivos que presentan altos tiempos de recuperación reversa tal que se pueden encontrar en un aproximado de $25\mu s$. Además, en cuanto a valores de corriente se tienen rangos que varían desde 1A hasta miles de amperios con tensiones eléctricas desde 50V hasta el orden de los kV. Este tipo de diodos de potencia se utiliza en aplicaciones en las cuales la frecuencia de conmutación es baja, es decir que no es un parámetro crítico. Es así como se pueden implementar en convertidores conmutados por línea o como rectificadores de potencia para frecuencias que no superen 1kHz. También es importante mencionar que su voltaje de polarización directa (V_F) se establece entre 0.7V hasta 1.2V [8], [9].
- **Diodos de recuperación rápida:** Conocidos como Fast Recovery, son elementos electrónicos que presentan bajos tiempos de recuperación reversa, generalmente menores a los $5\mu s$ de tal manera que son utilizados en conmutaciones a alta frecuencia. Estos diodos son capaces de trabajar con rangos de corriente que varían desde 1A hasta cientos de amperios (1000A) con voltajes desde 50V hasta 3kV. Cabe destacar que su uso es preferible para aquellas aplicaciones en las que se tienen circuitos de rectificación controlada como diodo free-wheeling dado que estos dispositivos poseen bajas pérdidas durante el apagado, reducido di/dt y baja temperatura de juntura. Es preciso manifestar que su voltaje de polarización directa (V_F) se establece entre 0.8V hasta 1.5V [8], [9].

- **Diodos Schottky:** Estos elementos de potencia cuentan con tiempos de recuperación reversa significativamente pequeños puesto que están en el orden de los nanosegundos, así como también tienen bajas pérdidas durante el apagado. Presentan limitaciones en cuanto a sus rangos de voltaje y corriente puesto que manejan valores de hasta 100V con una intensidad eléctrica que varía entre 1A y 400A. Es por esta razón que los diodos Schottky son utilizados en aplicaciones de bajo voltaje o como diodo free-wheeling en circuitos con frecuencias que oscilan entre 100 y 300kHz. Asimismo, se emplean cuando se requiere una baja caída de voltaje directo (normalmente desde 0.4V hasta 0.6V) [8], [9].

En la actualidad se ha logrado incorporar nuevas tecnologías para la construcción de diodos de potencia tales como el Carburo de Silicio (SiC). Estos diodos presentan mejores prestaciones y propiedades que el Arseniuro de Galio y el Silicio debido a que pueden soportar voltajes de ruptura reverso de hasta 600V con corrientes de hasta 200A. Asimismo, son dispositivos con tiempos de conmutación inferiores a los 50ns y tienen la capacidad de soportar altas temperaturas [8].

1.4.2.2. Transistores de potencia

Los transistores de potencia son aquellos dispositivos semiconductores que se utilizan como elementos de conmutación, provocando una baja caída de voltaje cuando se encuentran en estado de conducción o encendido. Las velocidades de conmutación que tienen los transistores modernos son considerablemente mayores a las de los tiristores y, además, tienen un gran uso en convertidores DC-DC y DC-AC. Sin embargo, los rangos máximos de tensión y corriente son inferiores que los de los tiristores de tal manera que se implementan en aplicaciones de baja a mediana potencia [10]. La familia de transistores de potencia se encuentra compuesta por los siguientes elementos principales: transistores bipolares, transistores de efecto campo y transistores de compuerta aislada [8], [10]. Cabe manifestar que estos dispositivos se diferencian de los diodos de potencia debido a que pueden ser encendidos y apagados por medio de señales que se establecen en el terminal de control, razón por la cual se encuentran clasificados dentro de los semiconductores controlados [9].

- **Transistor de Unión Bipolar:** También conocido como BJT, se trata de un dispositivo que es controlado por medio de corriente, es decir que una determinada cantidad de intensidad eléctrica se debe aplicar entre los terminales correspondientes a la base y el emisor del transistor con el objetivo de generar un

flujo de corriente en el colector (I_C), es decir que la cantidad de corriente que se requiere para producir una salida depende de la corriente de la base (I_B) [11].

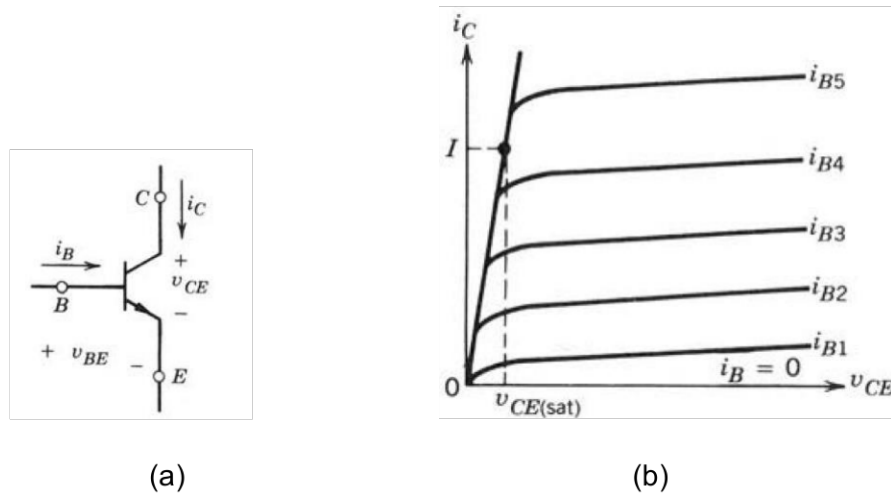


Figura 1.4. Caracterización de un BJT: (a) Símbolo; (b) Curva de funcionamiento V – I [9]

- **Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido-Semiconductor:** También denominado MOSFET, este semiconductor se describe como un elemento de potencia que es controlado mediante una tensión eléctrica. El voltaje se aplica entre los terminales correspondientes a la compuerta (Gate) y fuente (Source) con la finalidad de generar un flujo de corriente a través del terminal conocido como drenaje (Drain). Este tipo de dispositivo se puede encontrar en aplicaciones de alta frecuencia y baja potencia [11].

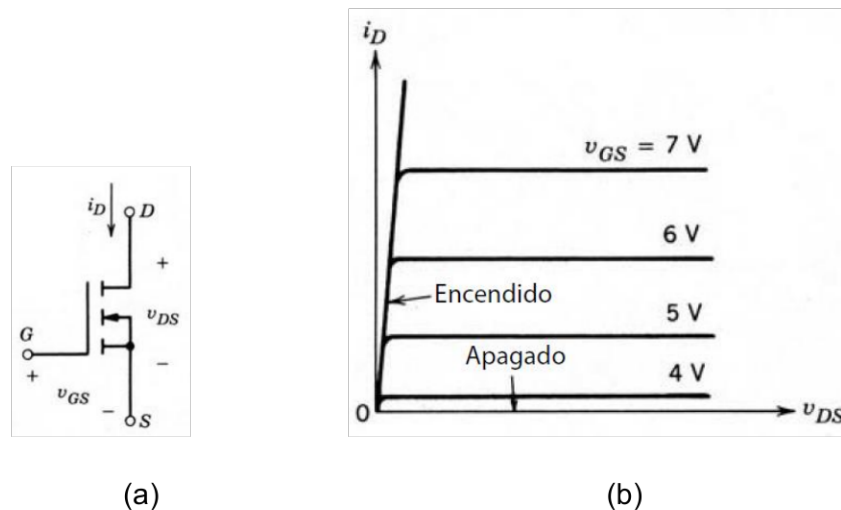


Figura 1.5. Caracterización de un MOSFET: (a) Símbolo; (b) Curva de funcionamiento V – I [9]

- **Transistor Bipolar de Compuerta Aislada:** Conocido como IGBT, este dispositivo presenta características de conmutación que son significativamente similares a las de los MOSFET; sin embargo, un IGBT presenta ventajas frente al manejo de altos valores de voltaje en aplicaciones que requieren conmutaciones con frecuencias muy elevadas. Asimismo, estas ventajas incluyen aspectos tales como las bajas pérdidas en estado de conducción. Cabe destacar que este elemento de potencia se fabrica mediante una combinación de un dispositivo de alta velocidad de conmutación (MOSFET) y un elemento que tiene muy bajas pérdidas de conducción (BJT). Es así como el lado de entrada es comparable con la de un MOSFET tal que se puede controlar casi sin potencia mientras que del lado de salida se asemeja a un BJT de tal manera que tiene la capacidad de conmutar voltajes relativamente altos (600 hasta 1400V) con altas intensidades eléctricas (hasta 400A). Es preciso mencionar que los IGBT también pueden ser diseñados para bloquear voltajes negativos [9], [11].

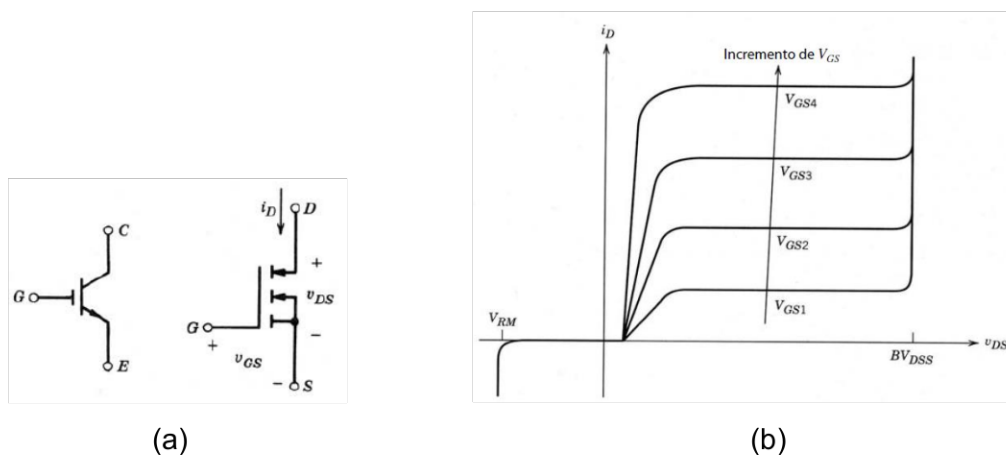


Figura 1.6. Caracterización de un IGBT: (a) Símbolos; (b) Curva de funcionamiento V – I [9]

1.4.2.3. Tiristores

Son dispositivos de cuatro capas P-N-P-N y cuentan con tres terminales que son: ánodo (A), cátodo (K) y compuerta/gate (G), la misma que sirve para activar convencionalmente al tiristor. Cuando fluye una corriente en la compuerta hacia el cátodo, el semiconductor entra en estado de conducción siempre y cuando el voltaje del ánodo sea positivo con respecto al cátodo más allá de cierto valor similar al diodo [8].

La corriente principal fluye del ánodo al cátodo. En su estado de apagado, tiene la capacidad de bloquear un voltaje directo y no conducir intensidad eléctrica. Es así como si no existe una señal aplicada en la compuerta, un tiristor permanece en bloqueo

independientemente del signo que tenga el voltaje ánodo-cátodo (V_{AK}). Entonces, el elemento conduce al aplicarse un pulso de corriente en la compuerta durante un pequeño instante de tiempo. La caída de voltaje directo en estado de conducción tiene un valor de pocos voltios, generalmente 1 hasta 3V [12].

Cuando el semiconductor conduce, se fija en ese estado a pesar de que la corriente de compuerta se suspenda con lo que no puede ser apagado por pulso de compuerta. El tiristor puede ser apagado únicamente cuando la intensidad eléctrica en la compuerta tiende a un valor negativo o menor a un determinado umbral (corriente de mantenimiento, I_H), razón por la cual se pueden tener tiristores conmutados por línea que se pueden apagar al seguir un voltaje sinusoidal de entrada y, por otro lado, existen los tiristores de conmutación forzada que requieren de una circuitería adicional [8], [12].

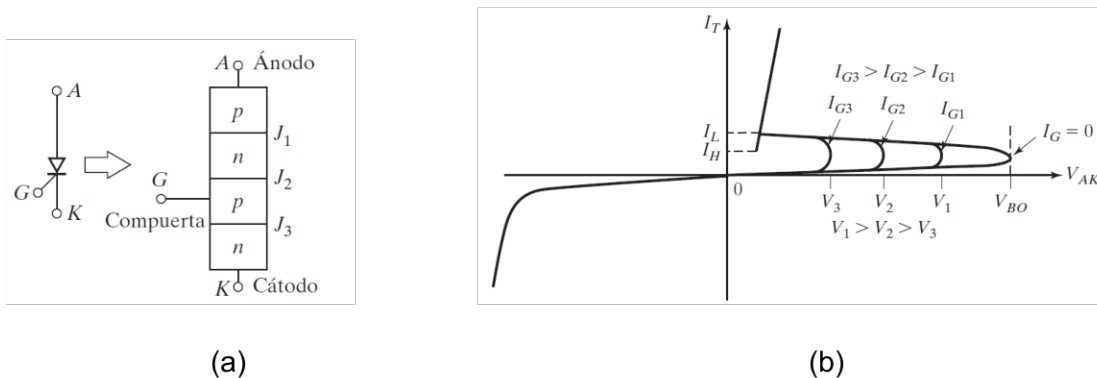


Figura 1.7. Caracterización de un tiristor: (a) Símbolo y estructura; (c) Curva de funcionamiento $V - I$ [10]

Los tiristores están constituidos por una amplia familia de semiconductores de potencia biestables dentro de los cuales el más común es el rectificador controlado de silicio (SCR); sin embargo, se tienen otros tipos de elementos más comerciales entre los que destacan el tiristor de apagado por compuerta (GTO) y el triodo para corriente alterna (TRIAC) [8].

- **GTO:** Se trata de un semiconductor que se puede encender mediante un solo pulso de corriente positiva en la compuerta, de igual manera que un tiristor convencional; sin embargo, este dispositivo tiene la capacidad de apagarse mediante la aplicación de un pulso de corriente negativa en el terminal mencionado. De esta manera, se tiene que tanto el estado de conducción (encendido) como el estado de corte (apagado) se controla por una intensidad eléctrica en la compuerta [13].

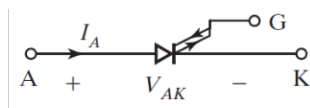


Figura 1.8. Símbolos de un GTO [10]

- **TRIAC:** Es un semiconductor de potencia que se describe como un tiristor bidireccional que tiene el objetivo de ser implementado en circuitos que utilizan corriente alterna (AC). En este dispositivo en lugar del ánodo (A) y cátodo (K) se tienen las terminales principales MT1 y MT2. Por otro lado, al igual que el tiristor, la terminal de control también es denominada compuerta (G). Si la tensión eléctrica entre MT1 y la compuerta es positiva, el TRIAC conduce de MT2 hacia MT1 durante el primer semiciclo de AC mientras que si el voltaje es negativo se conduce de MT1 hacia MT2 en el segundo semiciclo. Cabe destacar que este elemento se puede disparar ya sea por una polarización positiva o negativa de la compuerta. Es por esto por lo que se considera como dos rectificadores controlados de silicio (SCR) conectados en antiparalelo. De esta manera, se tiene que el terminal correspondiente a la compuerta es el punto común a los dos tiristores [8], [14].

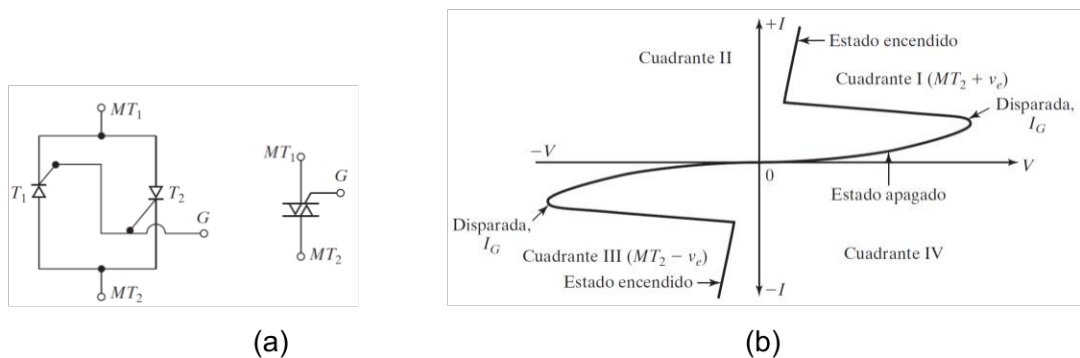


Figura 1.9. Caracterización de un TRIAC: (a) Equivalente y símbolo; (b) Curva de funcionamiento $V - I$ [10]

1.4.3. PRINCIPIOS DE CONTROL CON VOLTAJE AC

Cuando se conecta un tiristor entre una fuente de corriente alterna y la carga se tiene que el flujo de potencia puede ser controlado mediante la variación del valor RMS del voltaje de AC que se aplica a la carga. Este tipo de circuitos de potencia son conocidos como controladores de voltaje de AC [15].

Ahora bien, debido que el voltaje de entrada es de corriente alterna, los tiristores son conmutados por línea y, generalmente, se emplean tiristores de control por fase. Cabe mencionar que para aplicaciones de hasta 400Hz, los TRIACs son los semiconductores de uso más común siempre y cuando cumplan con los requerimientos particulares de voltaje y corriente [15].

Al contar con un voltaje de AC tanto en la entrada como en la salida del sistema, los diferentes principios de control a tratar son: ciclo integral, fase directo y troceador AC [15].

1.4.3.1. Principio de control por ciclo integral

Este tipo de control se basa en el encendido y apagado (ON/OFF) de los semiconductores de tal manera que los tiristores son activados por n ciclos mientras que se desactivan por m ciclos con el objetivo de generar un cambio en la forma de onda en la carga obteniendo así una reducción del valor eficaz del voltaje de salida [15].

Algunas características de este principio son: no se presenta un control continuo de potencia, no se tiene distorsión y funciona para cargas de tipo resistivo [15].

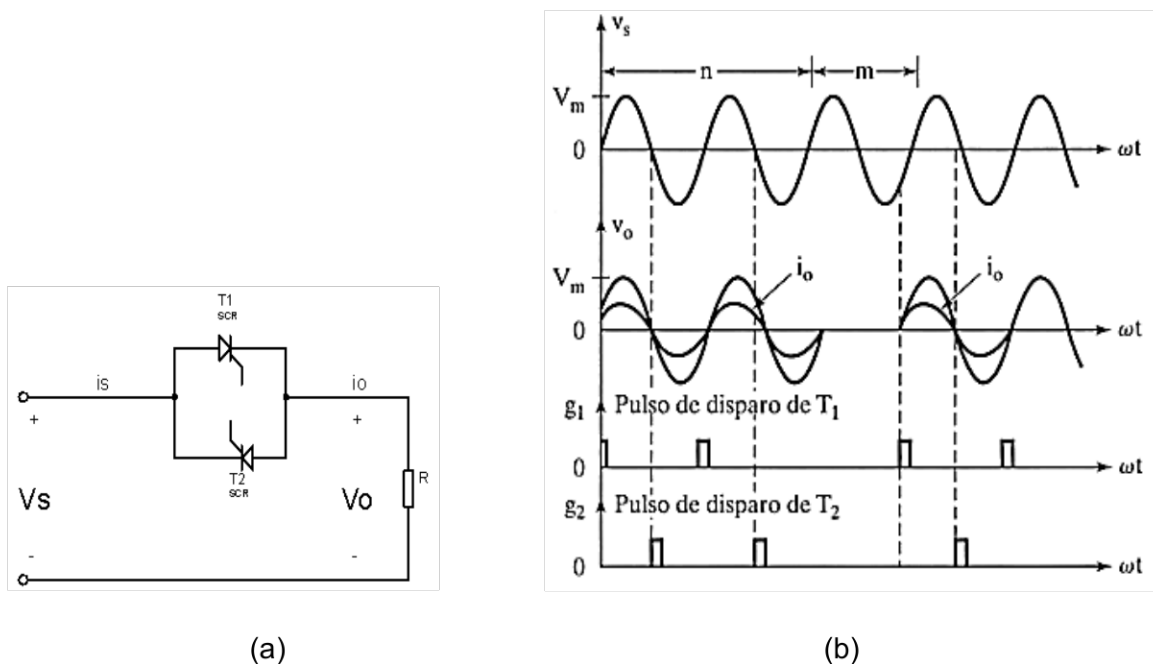


Figura 1.10. Control AC por ciclo integral: (a) Circuito; (b) Formas de onda de entrada, salida y señales de control [15]

1.4.3.2. Principio de control por fase directo

Este tipo de control se basa en la activación del sistema mediante el ángulo de disparo de los semiconductores. El control del voltaje de alimentación se lleva a cabo al variar el ángulo de disparo en la compuerta de los tiristores. Cabe manifestar que dicho ángulo de disparo alfa (α) se encuentra en un rango entre 0° y 180° (π) [15].

Es importante considerar que la implementación del circuito para control de fase directo resulta ser sencillo y confiable. Además, se tiene una conmutación natural, así como un control continuo de potencia [15].

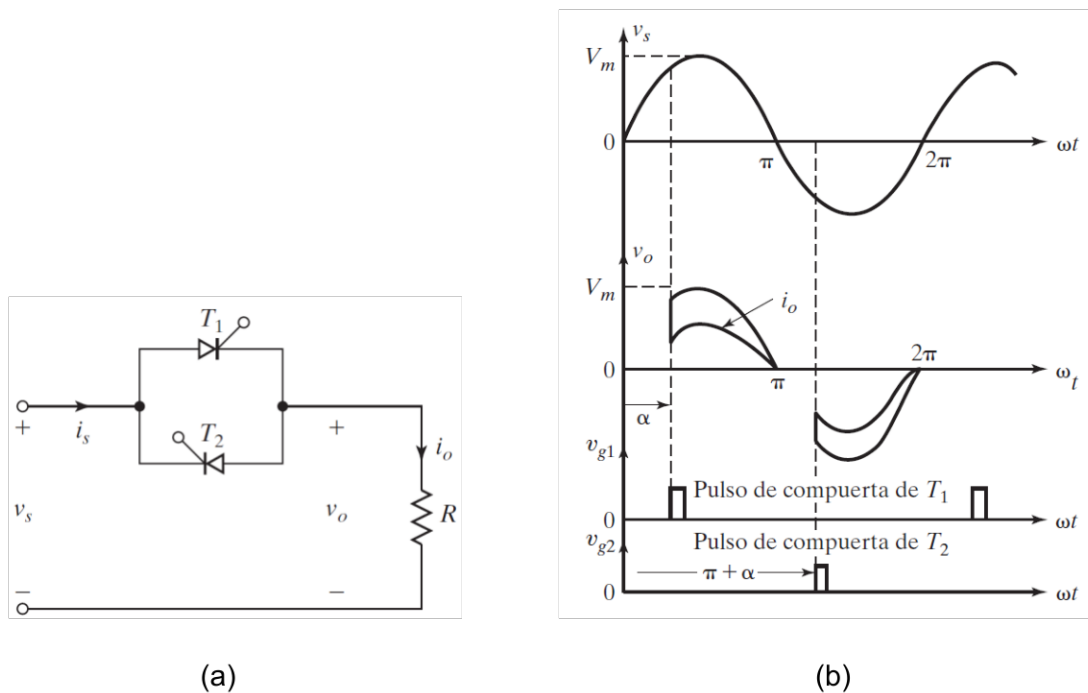


Figura 1.11. Control AC por fase directo: (a) Circuito; (b) Formas de onda de entrada, salida y señales de control [10]

1.4.3.3. Principio de control por ancho de pulso o Troceador AC

Este principio requiere el envío de una señal de control que presenta un período constante, pero se tiene la capacidad de variar su relación de trabajo. Es así como el valor eficaz del voltaje en la carga cambia conforme se modifica el ancho de pulso. Cabe destacar que en cuanto a la estructura del circuito del troceador, se suelen ubicar diodos en antiparalelo con el objetivo de evitar que se susciten voltajes inversos a través de los tiristores [15].

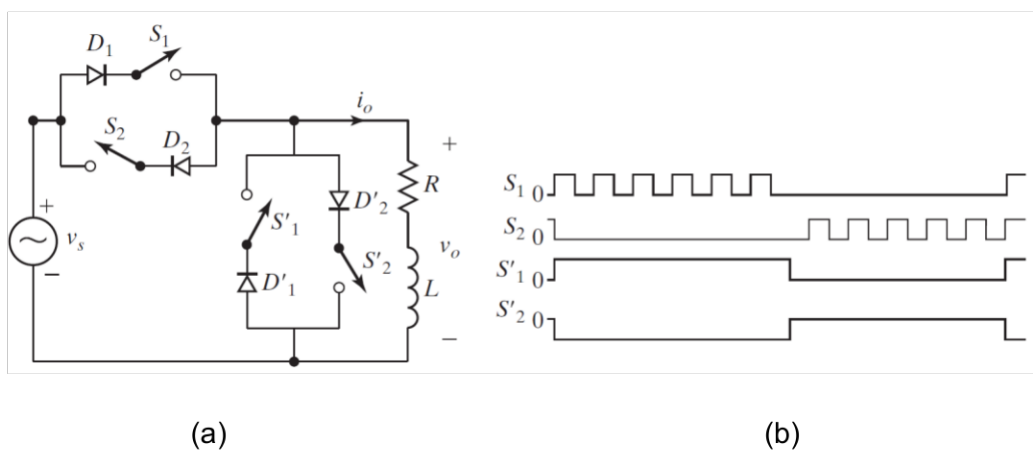


Figura 1.12. Control AC por ancho de pulso: (a) Circuito; (b) Señales de control [10]

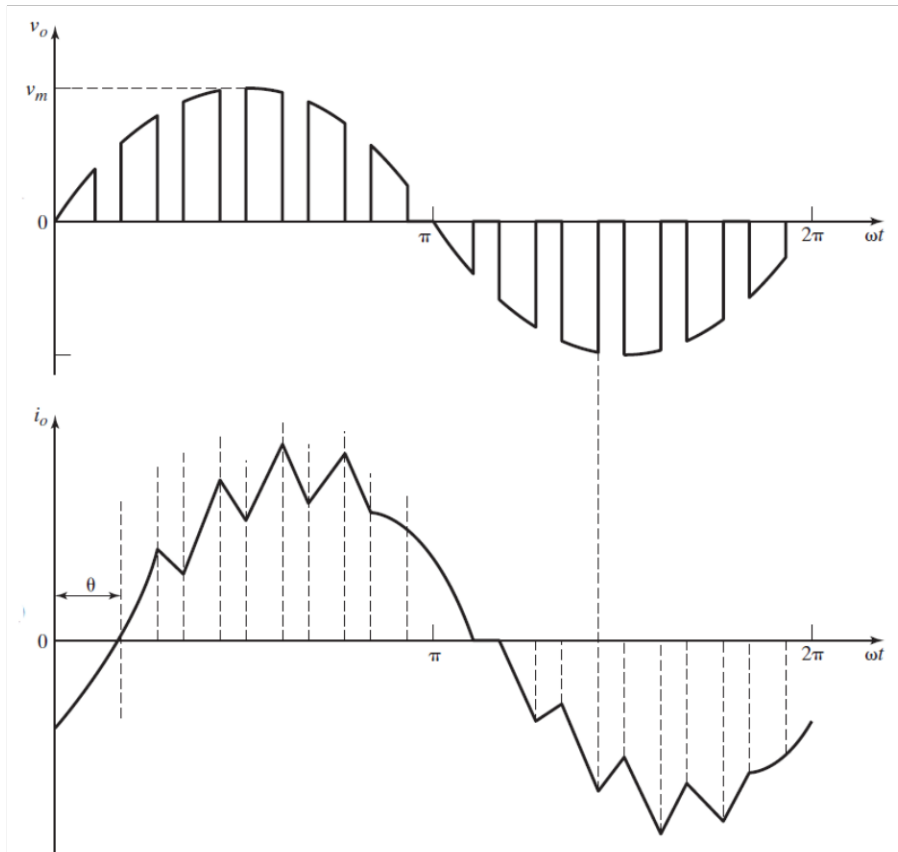


Figura 1.13. Formas de onda de salida de un control AC por ancho de pulso [10]

1.4.4. REDES DE APOYO A LA CONMUTACIÓN

Los semiconductores son el elemento fundamental de los convertidores de potencia de tal manera que su funcionamiento determina directamente la eficiencia y la fiabilidad del sistema. Es por esto por lo que se busca mejorar el rendimiento del circuito de conmutación de dichos convertidores y para ello se establecen redes de apoyo o redes snubber con el objetivo de suprimir/eliminar los picos de tensión eléctrica, así como amortiguar las oscilaciones transitorias que se provocan cuando los semiconductores cambian de estado [16], [17].

Entre varios tipos de redes de apoyo a la conmutación existentes se tiene que la red snubber RC (resistor-capacitor) es el circuito de amortiguamiento comúnmente utilizado. Cabe mencionar que si la potencia que se desea disipar no es crítica se puede emplear un diseño rápido para la red snubber RC; sin embargo, si este cálculo sencillo no limita los picos de voltaje de manera efectiva, se tiene la posibilidad de aplicar un procedimiento de optimización del diseño [16], [17]. A continuación, se describen los dos tipos de diseños para la red snubber RC:

- **Diseño rápido:** Se elige un valor de resistencia de tal forma que la corriente pueda fluir sin el requerimiento de un exceso de voltaje. Aplicando la Ley de Ohm, el resistor se calcula como [17]:

$$R_s \leq \frac{V_o}{I} \quad (1.1)$$

Donde:

R_s : Resistor de la red snubber [Ω]

V_o : Voltaje a través del semiconductor después de que se abre [V]

I : Corriente en el instante antes de que se abra el semiconductor [A]

Posteriormente, se selecciona un valor de capacitancia tal que la resistencia disipe la mitad de la potencia nominal, lo cual sucede cuando [17]:

$$C_s = \frac{P/2}{V_o^2 f_s} \quad (1.2)$$

Donde:

P : Potencia nominal del resistor de la red snubber [W]

C_s : Capacitor de la red snubber [F]

f_s : Frecuencia de conmutación [Hz]

- **Diseño optimizado:** Se trata de un diseño utilizado en caso de que la disipación de potencia sea crítica de tal manera que se deben considerar los valores de capacitancia e inductancia parásitas que pueden ser proporcionados por el fabricante mediante la información de la hoja de datos del semiconductor. Con base en dichos valores, el resistor y capacitor de la red snubber se pueden seleccionar mediante los siguientes cálculos [16], [17]:

$$R_s = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (1.3)$$

Donde:

L_i : Inductancia intrínseca o parásita [H]

C_i : Capacitancia intrínseca o parásita [F]

Es posible seleccionar un resistor menor al valor obtenido con la finalidad de reducir el exceso de tensión eléctrica [17].

Luego, para elegir el capacitor de la red snubber se pueden considerar dos requisitos:

1. El capacitor puede almacenar una mayor cantidad de energía con respecto a la energía en la inductancia parásita del circuito, tal que [17]:

$$C_s > \frac{L_i I^2}{V_o^2} \quad (1.3)$$

2. El capacitor en conjunto con el resistor de la red snubber, el cual ha sido previamente calculado, puede generar una constante de tiempo pequeña si se compara con el tiempo de encendido (t_{on}) más corto del semiconductor, tal que [17]:

$$C_s < \frac{t_{on}}{10R_s} \quad (1.4)$$

Es importante tener en cuenta que si se selecciona un capacitor cerca del límite inferior del rango se reduce la potencia que se disipa en el resistor. Por otro lado, al elegir un capacitor 8 a 10 veces el valor de la capacitancia parásita, se tiene la posibilidad de suprimir el exceso del voltaje cuando el semiconductor se apaga [17].

1.4.5. DISIPADORES TÉRMICOS

Los semiconductores de potencia tales como BJT, MOSFET, TRIAC, entre otros, tienen un tamaño considerablemente pequeño y funcionan conmutando relativamente altos niveles de voltaje y corriente. Debido al efecto Joule, un cuerpo que tiene la capacidad de conducir corriente eléctrica pierde una parte de su energía en forma de calor. Dentro de los semiconductores, el calor mencionado es generado en la unión PN de tal manera que si la temperatura supera un determinado límite se provocaría la fusión térmica de esta unión. Adicionalmente, como el tamaño de los dispositivos es reducido, la superficie de los componentes no es lo suficientemente amplia para mantener el flujo térmico requerido, razón por la cual se busca aumentar la zona de radicación por medio de disipadores y, en ciertos casos, se pueden apoyar en ventiladores [18].

Los disipadores térmicos suelen estar contruidos por aluminio extruido y anodizados en negro, considerando que el anodizado se trata de un proceso electrolítico mediante el cual se tiene la capacidad de modificar la superficie del metal (aluminio) para generar una capa protectora. En este proceso el aluminio es utilizado como ánodo y es el material en que se produce la oxidación [18].

Para realizar el cálculo de los disipadores de calor es fundamental llevar a cabo una analogía entre un circuito térmico y un circuito eléctrico como se puede observar en la Figura 1.13 [19].

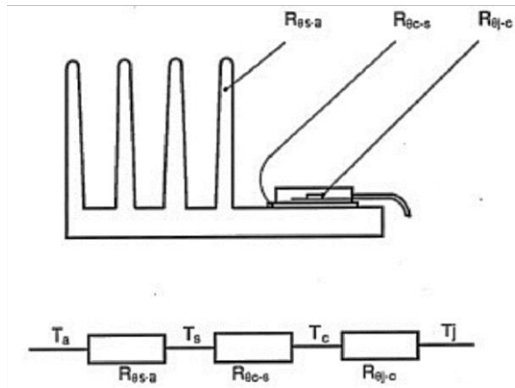


Figura 1.13. Circuito equivalente de un disipador de calor [19]

En este diagrama, T_a se trata de la temperatura ambiente, T_j es la temperatura máxima de la unión y las temperaturas T_s y T_c corresponden al disipador (heat-sink) y a la carcasa (case), respectivamente. Por otra parte, se tiene la presencia de tres resistencias térmicas que son: la resistencia térmica existente entre el disipador y el aire circundante o ambiente ($R_{\theta s-a}$), la resistencia térmica entre la carcasa del semiconductor y el elemento disipador ($R_{\theta c-s}$) y, finalmente, la resistencia térmica entre la unión y la carcasa ($R_{\theta j-c}$). Cabe expresar que la resistencia $R_{\theta s-a}$ es aquella se debe calcular para seleccionar el disipador más adecuado [19].

Considerando los parámetros del circuito equivalente, la potencia disipada (P) cumple con la ecuación básica para el equilibrio térmico, tal que [19]:

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s} + R_{\theta s-a}} \quad (1.5)$$

De donde, el valor máximo de la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente se expresa en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ y viene determinado por:

$$R_{\theta s-a} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{\theta j-c} + R_{\theta c-s}) \quad (1.6)$$

1.4.6. COMUNICACIÓN INALÁMBRICA MEDIANTE WIFI

La comunicación inalámbrica (en inglés wireless/sin cables) es un término que se aplica a la comunicación en la que no se requiere de un medio de propagación físico, sino que se emplea una modulación de ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio sin la necesidad de un medio físico que enlace los extremos de la transmisión de información [20].

Por su parte, WIFI o Wireless – Fidelity se establece como un conjunto de estándares orientados a redes inalámbricas que se basan en las especificaciones del protocolo IEEE 802.11, el cual se trata de un estándar de comunicación con el que se define la utilización de la capa física y la capa de enlace de datos dentro de la arquitectura OSI, considerando sus normas de operación en una red de área local inalámbrica (WLAN) [20].

Es preciso mencionar que existen distintos tipos de WIFI que se sustentan en un estándar IEEE 802.11 aprobado y que se diferencian entre sí por medio de una letra que se ubica después del número *802.11* [20], [21]. Estos tipos de estándares son:

Tabla 1.1. Comparativa de estándares IEEE 802.11 [20], [21], [22]

Estándar	Edición	Frecuencia	Velocidad de datos máxima teórica
802.11 tradicional	1997	2.4 GHz	2 Mbps
802.11b	1999	2.4 GHz	11 Mbps
802.11a	1999	5 GHz	54 Mbps
802.11g	2003	2.4 GHz	54 Mbps
802.11n	2009	2.4 GHz o 5 GHz	450 Mbps
802.11ac wave1	2014	5 GHz	866.7 Mbps
802.11ac wave2	2016	5 GHz	1.73 Gbps
802.11 ax	2019	2.4 GHz o 5 GHz	2.4 Gbps

Cabe manifestar que existen otras tecnologías inalámbricas tales como el Bluetooth que también operan a una frecuencia de 2.4 GHz, razón por la cual se pueden ocasionar interferencias con las comunicaciones WIFI. Sin embargo, se tienen actualizaciones en las versiones de los estándares Bluetooth con el objetivo de evitar que se presenten interferencias al utilizar de manera simultánea los dos tipos de tecnologías [20].

2. METODOLOGÍA

El presente trabajo de integración curricular utiliza una metodología de tipo experimental debido a que se manipulan variables tales como el voltaje y corriente en un prototipo de un relé de estado sólido que alimentará una carga útil.

Por otra parte, el enfoque que se emplea en este proyecto es cuantitativo dado que se realiza mediante la medición de variables eléctricas tales como el voltaje, la corriente y el factor de potencia. Además, utilizando métodos matemáticos, se desarrolla el dimensionamiento de diversos elementos activos y pasivos que estructuran los distintos circuitos que conforman el relé controlado de estado sólido.

A partir de esta metodología, el proyecto se distribuye en las siguientes etapas: Etapa teórica, la misma que se presenta en el capítulo 1 y contiene todas las bases teóricas que se utilizan para comprender el funcionamiento de los componentes de un relé de estado sólido, así como su control de manera remota. En la etapa de diseño, que se efectúa en el capítulo 2, se establecen los diseños de cada uno de los componentes del relé de estado sólido y se justifica la selección de los dispositivos utilizados en el control y medición de potencia. Finalmente, en el capítulo 3, se tiene la etapa de pruebas donde se muestran las mismas con respecto al funcionamiento del prototipo ante distintos perfiles de carga.

2.1. SELECCIÓN DEL SEMICONDUCTOR DE POTENCIA

Para llevar a cabo la selección del semiconductor de potencia a utilizar en el prototipo del relé controlado de estado sólido, es fundamental considerar la cantidad de voltaje a manejar, así como el tipo de corriente y su valor. En este caso, se plantea suplir una carga no mayor a 120V @ 10A mediante un control de corriente alterna (AC).

Ahora bien, en función de las características de la aplicación a desarrollar, se requiere de un semiconductor que sea controlado de tal manera que el diodo es un dispositivo descartado puesto que no presenta un terminal en el que se pueda inyectar una señal de control.

Adicionalmente, cabe destacar que el circuito correspondiente al relé de estado sólido conecta y desconecta las cargas del sistema en función de una determinada señal de control. Por lo tanto, dentro de los semiconductores de potencia controlados, se selecciona el TRIAC que es un dispositivo perteneciente a la familia de los tiristores. Este elemento se puede utilizar en el prototipo dado que se emplea para conmutar corriente alterna al ser un semiconductor bidireccional.

Además, como se puede observar en la Figura 2.1, el TRIAC cumple con los requerimientos de diseño en cuanto a niveles de voltaje y corriente, así como en el valor de la frecuencia de conmutación que se trata de los 120Hz.

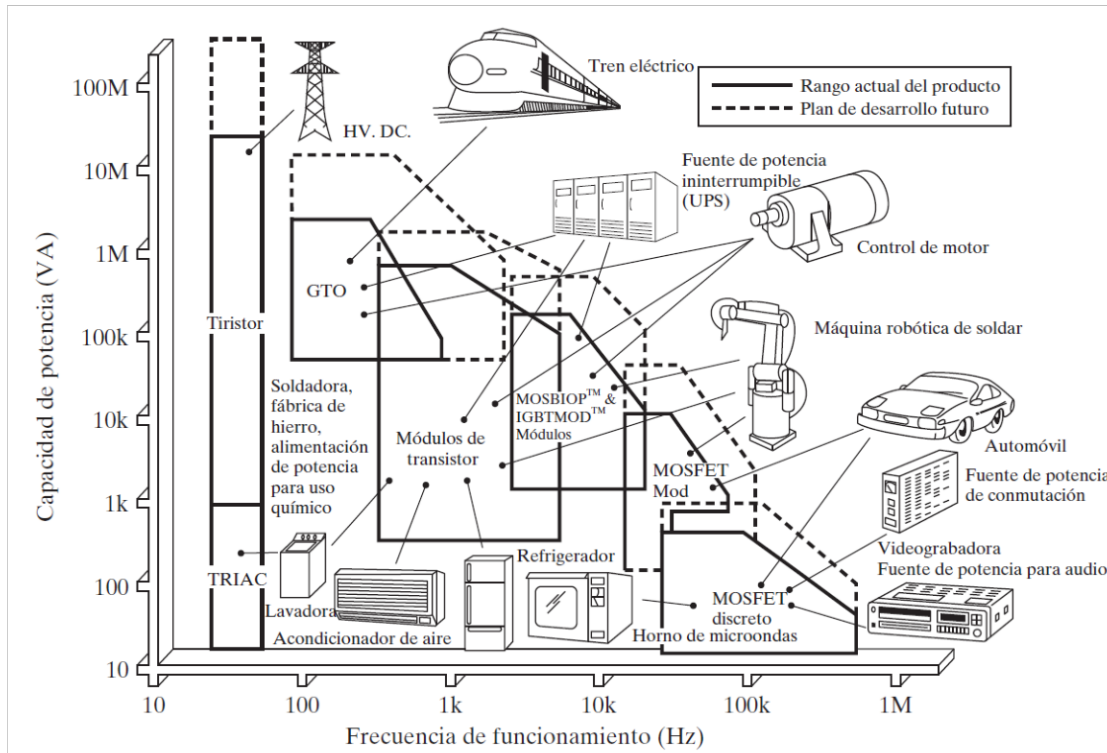


Figura 2.1. Rangos de funcionamiento de los semiconductores de potencia [10]

2.2. DIMENSIONAMIENTO DEL RELÉ DE ESTADO SÓLIDO

2.2.1. DISEÑO DEL CIRCUITO DETECTOR DE CRUCES POR CERO

Es preciso mencionar que la naturaleza alterna que tiene la señal senoidal de la red permite que el TRIAC se desactive en cada cruce por cero de corriente, lo cual se establece debido a que el valor de corriente se reduce por debajo de la corriente de mantenimiento. Por lo tanto, para llevar a cabo un adecuado control es necesario conocer los instantes en los que se generan los cruces por cero de la señal de voltaje correspondiente a la red eléctrica.

En la Figura 2.2 se puede observar el esquemático del circuito implementado para el detector de cruces por cero.

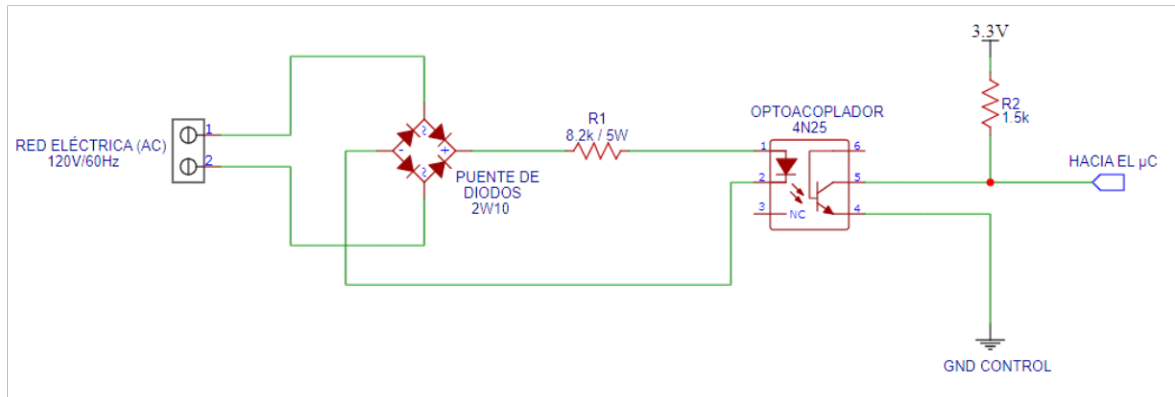


Figura 2.2. Esquemático del circuito detector de cruces por cero

Con el objetivo de realizar el diseño del circuito de la figura anterior, se considera que la red eléctrica entrega un valor RMS de 120V tal que el voltaje máximo o voltaje pico será:

$$V_p = \sqrt{2} \cdot V_{RMS} \quad (2.1)$$

$$V_p = \sqrt{2} (120V)$$

$$V_p = 169.71V$$

La señal de alterna que tiene el valor resultante al aplicar la ecuación (2.1) debe ingresar a un puente rectificador de onda completa con el objetivo de obtener una salida unipolar como resultado de que el proceso emplea los dos semiciclos de la onda senoidal del voltaje de entrada. Posteriormente, se requiere enviar la señal rectificada hacia el diodo emisor de luz de un optoacoplador. El dispositivo seleccionado para la etapa de acoplamiento optoelectrónico es el modelo 4N25, el cual no tiene tiempos de respuesta considerablemente rápidos; sin embargo, se ajustan a los requerimientos de la aplicación dado que la frecuencia de conmutación son 120Hz.

De esta manera, para llevar a cabo el cálculo de la resistencia limitadora de corriente, R_1 , hacia el diodo emisor de luz del optoacoplador es fundamental conocer el valor DC que presenta la señal rectificada. Este valor de voltaje DC está dado por:

$$V_{DC} = \frac{2(V_p - 2V_d)}{\pi} \quad (2.2)$$

$$V_{DC} = \frac{2[169.71V - 2(0.7V)]}{\pi}$$

$$V_{DC} = 107.15V$$

La tensión eléctrica que cae sobre el diodo emisor de luz para generar una luminosidad aceptable de tal manera que el fototransistor de salida se active está dada por el voltaje de polarización directa, V_F , cuyo valor es de 1.3V que viene dado por las características del fabricante del optoacoplador 4N25 en su respectiva hoja de datos; asimismo, es posible determinar que el LED soporta una corriente directa, I_F , con un valor máximo de 60mA. Si se considera que el diodo emisor de luz de éste dispositivo trabajará de manera óptima con una intensidad eléctrica de 10mA y, además, aplicando la Ley de Voltajes de Kirchoff (LVK) en la malla de entrada del circuito del optoacoplador y reemplazando los valores conocidos, se tiene que:

$$R_1 = \frac{V_{DC} - V_F}{I_F} \quad (2.3)$$

$$R_1 = \frac{107.15V - 1.3V}{10mA}$$

$$R_1 = 10585\Omega$$

Utilizando un valor estándar, la resistencia limitadora resulta:

$$R_1 = 8.2k\Omega$$

Es importante mencionar que se utiliza una resistencia de potencia de 5W con la finalidad de evitar que el componente aumente su temperatura excesivamente y, además, es importante considerar que la potencia a disipar por el resistor es:

$$P_{R_1} = I_F^2 \cdot R_1 \quad (2.4)$$

$$P_{R_1} = (10mA)^2(8.2k\Omega)$$

$$P_{R_1} = 0.82W$$

El diodo emisor de luz que presenta el optoacoplador mantiene al fototransistor en estado de saturación siempre y cuando la corriente que circule por el LED sea suficiente. De esta forma, si la corriente es significativamente baja, lo cual sucede cuando se llega a los cruces por cero, el diodo no emite luz y, en consecuencia, el fototransistor actúa en la zona de corte.

Después se debe dimensionar la salida del optoacoplador y, para ello, se calcula una nueva resistencia limitadora, R_2 , que se ubica en el colector del dispositivo. Entonces se debe conocer los datos en la zona de saturación del fototransistor tales como: voltaje colector-emisor, $V_{CE(sat)}$, con un valor de 0.5V cuando la corriente de colector, I_C , es de 2mA.

Además, teniendo en cuenta una fuente de alimentación positiva, V_{CC} , que presenta un voltaje de 3.3V, si se aplica LVK en la malla de salida del circuito del optoacoplador y reemplazando los valores conocidos, se tiene:

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \quad (2.5)$$

$$R_2 = \frac{3.3V - 0.5V}{2mA}$$

$$R_2 = 1400\Omega$$

Aproximando a un valor estándar, la resistencia limitadora resulta:

$$R_2 = 1.5k\Omega$$

2.2.2. SELECCIÓN DEL TRIAC

Con la finalidad de seleccionar un modelo adecuado para el TRIAC, es fundamental considerar los valores de voltaje y corriente que debe soportar el semiconductor tanto en estado de conducción (encendido) como en la zona de corte (apagado).

La corriente en estado de conducción que debe manejar el TRIAC corresponde al valor RMS máximo de 10A, el mismo que puede variar de acuerdo con los requerimientos de la carga.

Luego, el voltaje que debe soportar el dispositivo es la tensión fase-neutro de la red eléctrica que tiene un valor RMS máximo de 120V, es decir que el voltaje pico repetitivo que manejará el TRIAC se puede calcular con la ecuación (2.1), tal que se obtiene un valor de 169.71V.

Con base en los valores previamente mencionados, el TRIAC a utilizar en el prototipo del relé de estado sólido es el modelo BT138.

En la Figura 2.3 y la Tabla 2.1 se pueden visualizar las características principales del TRIAC seleccionado.

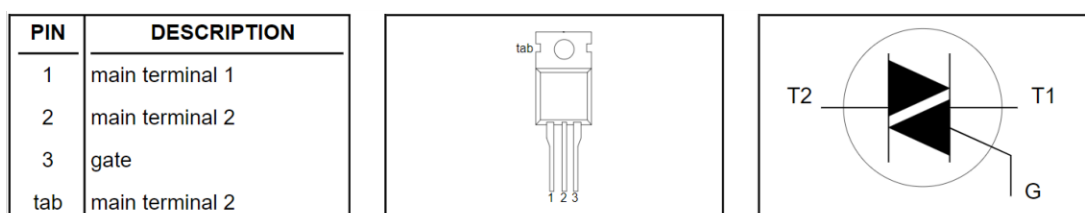


Figura 2.3. Diagrama de pines del TRIAC BT138 [23]

Tabla 2.1. Parámetros principales del TRIAC BT138 [23]

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje pico repetitivo	V_{DRM}	600V
Corriente eficaz en estado de conducción	$I_{T(RMS)}$	12A
Máximo voltaje de disparo de la compuerta	V_{GT}	1.5V
Temperatura máxima de la unión	T_J	125°C
Resistencia térmica entre la unión y la carcasa	$R_{\theta j-c}$	1.5K/W

2.2.3. CIRCUITO DE DISPARO DEL TRIAC

El circuito que se detalla a continuación permite realizar el disparo del TRIAC de una forma segura mediante un optoacoplador, el mismo que se activa por medio de uno de los pines de un microcontrolador. En la Figura 2.3, se puede observar el esquemático del circuito implementado para el disparo del TRIAC BT138.

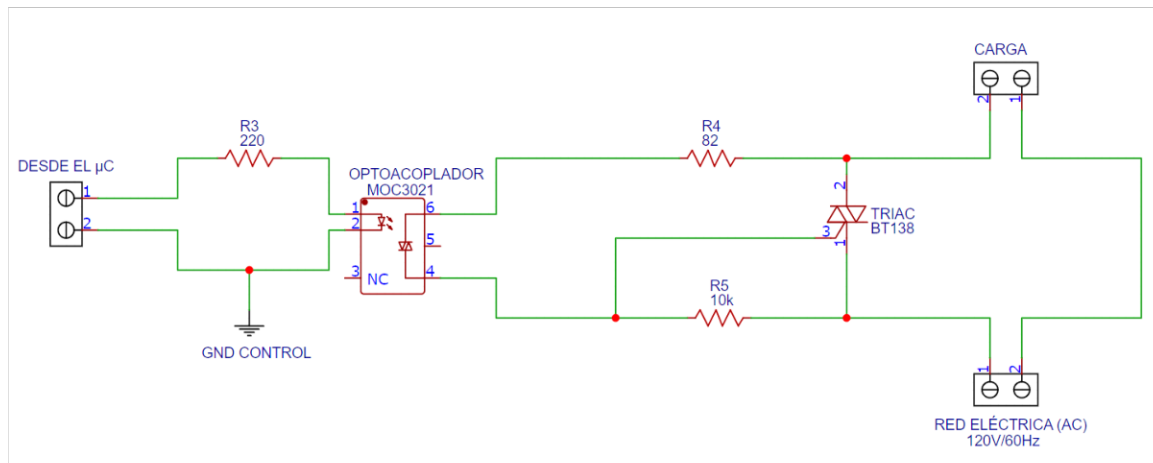


Figura 2.3. Esquemático del circuito de disparo del TRIAC

En primera instancia, se debe dimensionar una resistencia R_3 , la cual se encarga de limitar la corriente que circula por el diodo emisor de un optoacoplador. El driver seleccionado para activar el TRIAC es un MOC3021. En este dispositivo el voltaje de polarización directa, V_F , tiene un valor típico de 1.15V que viene dado por las características del fabricante en su respectiva hoja de datos; además, se puede establecer que el LED del optoacoplador soporta una corriente directa, I_F , con un valor máximo de 60mA.

Para asegurar un trabajo seguro del circuito, se establece que el diodo emisor de luz va a trabajar con una intensidad eléctrica de 10mA. Además, es importante considerar que el voltaje que entrega el pin del microcontrolador es de 3.3V. Por lo tanto,

$$R_3 = \frac{V_{\mu C} - V_F}{I_F} \quad (2.6)$$

$$R_3 = \frac{3.3V - 1.15V}{10mA}$$

$$R_3 = 215\Omega$$

Considerando un valor estándar, la resistencia limitadora se puede aproximar a:

$$R_3 = 220\Omega$$

Ahora bien, es necesario dimensionar las resistencias R_4 y R_5 que forman el divisor de tensión que permite activar la compuerta del TRIAC. Como se puede observar en la Tabla 2.1, el voltaje máximo de disparo en la compuerta del semiconductor BT138 tiene un valor de 1.5V. Se asume un voltaje de disparo de 1V y una resistencia R_5 de 10k Ω de tal forma que el valor de R_4 está dado por:

$$R_4 = \frac{V_{RMSR_4} \cdot R_5}{V_{RMSRED} - V_{RMSR_4}} \quad (2.7)$$

$$R_4 = \frac{(1V)(10k\Omega)}{120V - 1V}$$

$$R_4 = 84\Omega$$

Aproximando a un valor comercial, para R_4 se tiene que:

$$R_4 = 82\Omega$$

A partir del cálculo de la resistencia R_4 y, como se mencionó previamente, se tiene un voltaje de disparo de 1V de tal manera que es posible determinar la corriente que circula por dicho elemento pasivo, tal que:

$$I_{R_4} = \frac{V_{RMSR_4}}{R_4} \quad (2.8)$$

$$I_{R_4} = \frac{1V}{82\Omega}$$

$$I_{R_4} = 12.19mA$$

El valor resultante de 12.19mA es superior a los valores típicos de corriente de disparo de la compuerta (I_{GT}), los mismos que para el primer y tercer cuadrante son 5mA y 10mA, respectivamente. De esta forma, el dimensionamiento de las resistencias es el adecuado para asegurar el disparo del semiconductor de potencia.

Por otra parte, es preciso mencionar que la resistencia R_5 se utiliza con la finalidad de minimizar la sensibilidad de la compuerta del TRIAC ante el ruido. Esto debido a que en ambientes que son eléctricamente ruidosos se pueden generar activaciones involuntarias del semiconductor si el nivel de ruido supera el voltaje de disparo de compuerta (V_{GT}) y, a su vez, se tiene un valor de corriente I_{GT} suficiente.

2.3. DIMENSIONAMIENTO DE LA RED SNUBBER

Para conocer la necesidad de la implementación de una red snubber en el prototipo es necesario considerar un problema relacionado con las características de disparo no deseado del TRIAC que se suscita cuando la carga resulta ser significativamente reactiva de tal manera que se tiene la posibilidad de exceder el valor del rango máximo de las variaciones de conmutación (dV_{com}/dt) que se permite para el semiconductor [8].

Si la carga es muy reactiva se presenta un desfase importante entre el voltaje y la corriente. Entonces cuando se produce la conmutación del TRIAC, la corriente cruza por cero; sin embargo, el voltaje sobre el semiconductor es diferente de cero en ese instante como se puede observar en la Figura 2.4 [8].

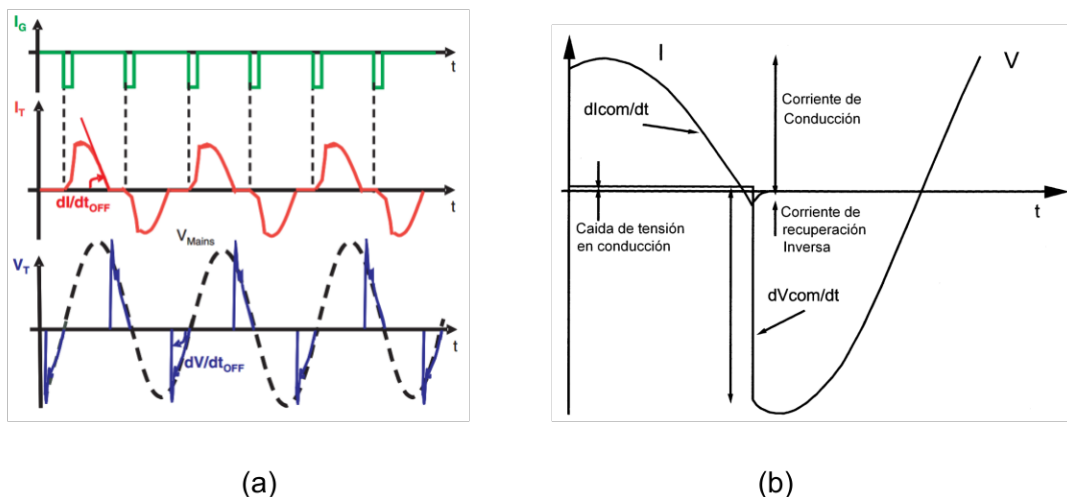


Figura 2.4. Conmutación del TRIAC con una carga reactiva: (a) Formas de onda aplicando control por fase directo; (b) Variaciones de voltaje y corriente [8], [24]

Repentinamente el semiconductor intenta bloquear el voltaje y tiene la posibilidad de volver a entrar en estado conducción si el valor de dV_{com}/dt es excedido dado que existen portadores en la juntura. El voltaje que cae sobre el dispositivo es alto y tiene la polaridad contraria a la dirección de conducción. Adicionalmente, el apagado del TRIAC necesita que la tensión eléctrica a través del dispositivo cambie de manera instantánea a una menor velocidad que la velocidad de conmutación con la finalidad de evitar un disparo no deseado. Para solucionar este tipo de inconvenientes se requiere la implementación de una red snubber RC entre los terminales MT1 y MT2 puesto que esta configuración limita las variaciones rápidas de voltaje [8].

Al conectar la red snubber, como se observa en la Figura 2.5, el voltaje sobre el TRIAC se incrementará de acuerdo con la carga del capacitor y, además, el resistor es el encargado de limitar la corriente para que no se supere el valor máximo permitido para las variaciones de corriente (di/dt) en el caso de que el capacitor se descargue sobre los terminales del semiconductor [8].

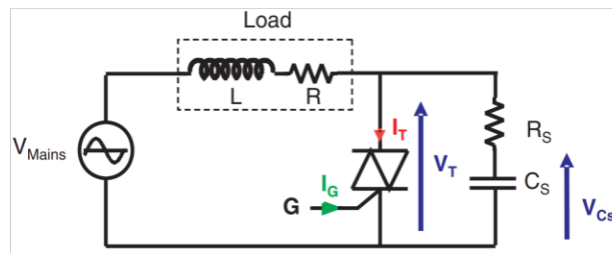


Figura 2.5. Implementación de la red snubber RC para un TRIAC [8]

En función de lo mencionado y teniendo en cuenta las ecuaciones (1.1) y (1.2) presentadas en la sección 1.4.4 del presente documento, se plantea el diseño rápido de una red snubber RC.

Con base en los requerimientos del prototipo en cuanto a niveles de voltaje y corriente, se tienen los siguientes datos:

- $V_o = 169.71V$
- $I = 10A$
- $f_s = 120Hz$

El valor de la resistencia de la red snubber (R_s) se calcula con la ecuación (1.1), tal que:

$$R_s \leq \frac{169.71V}{10A}$$

$$R_s \leq 16.97\Omega$$

Seleccionando un valor comercial, se tiene que:

$$R_s = 10\Omega$$

Cabe destacar que se utiliza una resistencia de potencia de 2W.

Luego, para calcular el valor del capacitor de la red snubber (C_s) se utiliza la ecuación (1.2), resultando:

$$C_s = \frac{2W/2}{(169.71V)^2(120Hz)}$$

$$C_s = 0.289\mu F$$

Aproximando a un valor estándar y teniendo en cuenta la referencia [25], la capacitancia es:

$$C_s = 0.1\mu F$$

Añadiendo la red snubber RC al circuito de disparo del TRIAC de acuerdo con los cálculos realizados, en la Figura 2.6 se puede observar el esquemático del circuito implementado.

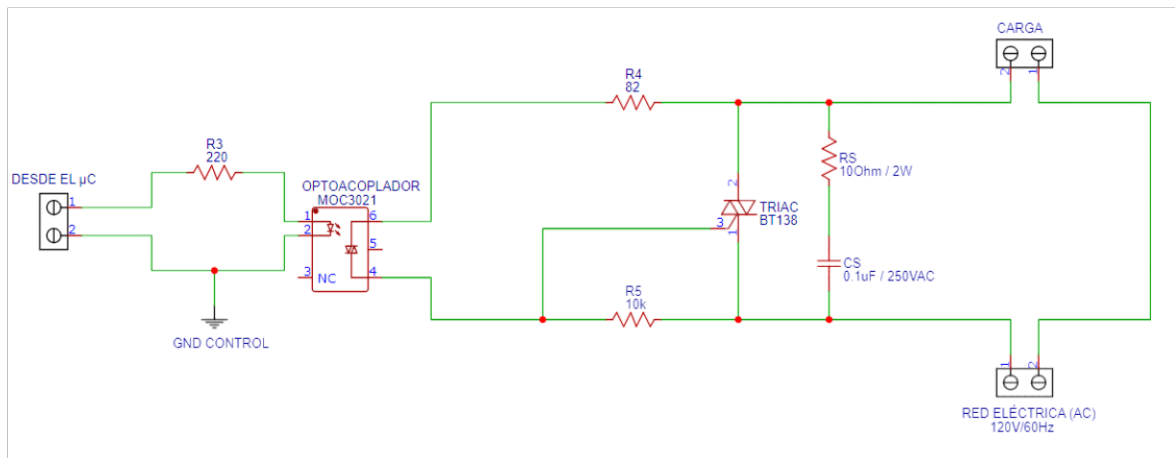


Figura 2.6. Esquemático completo del relé controlado de estado sólido

2.4. DIMENSIONAMIENTO DEL DISIPADOR

Con la finalidad de añadir una mayor protección al prototipo del relé controlado de estado sólido, se plantea el uso de un disipador de calor que permita mantener el flujo térmico necesario para evitar que el semiconductor entre en un punto de fusión. Para tal efecto, es fundamental conocer el valor de la potencia de pérdidas que presenta el TRIAC.

2.4.1. CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL TRIAC

La potencia de pérdidas en el TRIAC se encuentra influenciada por la corriente de carga y se puede calcular mediante la siguiente ecuación [26], [27]:

$$P = V_o \cdot I_{T(AVE)} + R_s \cdot I_{T(RMS)}^2 \quad (2.9)$$

Donde:

P: Potencia de pérdidas en el TRIAC [W]

V_o : Tensión eléctrica a corriente cero en el TRIAC [V]

$I_{T(AVE)}$: Corriente media de carga [A]

R_s : Resistencia del TRIAC en estado de conducción [Ω]

$I_{T(RMS)}$: Corriente RMS de carga [A]

La corriente media de carga es un valor que debe ser calculado en función de la corriente RMS de carga, tal que [26]:

$$I_{T(AVE)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{T(RMS)}}{\pi} \quad (2.10)$$

A partir de los requerimientos de la aplicación, como se ha mencionado en cálculos previos, la corriente RMS de la carga es:

$$I_{T(RMS)} = 10A$$

Por lo tanto, reemplazando el valor de la corriente RMS en la ecuación (2.10) se tiene que:

$$I_{T(AVE)} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}(10A)}{\pi}$$

$$I_{T(AVE)} = 9A$$

Luego, los valores de los parámetros V_o y R_s vienen dados por el fabricante en la curva característica I_T/V_T que se proporciona en la hoja de datos y que se puede visualizar en la Figura 2.7.

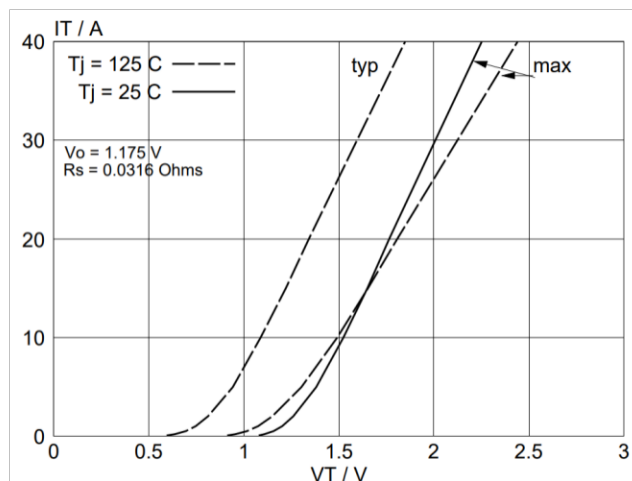


Figura 2.7. Curvas características en el estado encendido del TRIAC BT138 [23]

A partir de la gráfica anterior se obtienen los siguientes datos:

$$V_o = 1.175\text{V}$$

$$R_s = 31.6\text{m}\Omega$$

Reemplazando estos valores en la ecuación (2.9), resulta que la potencia de pérdidas en el TRIAC BT138 es:

$$P = (1.175\text{V})(9\text{A}) + (31.6\text{m}\Omega)(10\text{A})^2$$

$$P = 13.74\text{W}$$

2.4.2. CÁLCULO DEL DISIPADOR DE CALOR PARA EL TRIAC

Una vez que se conoce la potencia de pérdidas en el TRIAC también se requiere tener en cuenta otros parámetros que intervienen en el cálculo del disipador de calor. Estos parámetros son: temperatura ambiente, temperatura máxima de la unión y las resistencias térmicas del sistema.

Para el TRIAC BT138, considerando los datos proporcionados por el fabricante, se tiene que:

- Temperatura ambiente (T_a): 25°C
- Temperatura máxima de unión (T_j): 125°C
- Resistencia térmica entre la unión y la carcasa ($R_{\theta j-c}$): 1.5K/W o su equivalente 1.5°C/W

Por otra parte, la resistencia térmica entre la carcasa del semiconductor y el elemento disipador ($R_{\theta_{c-s}}$) se refiere al material interpuesto entre dichas superficies. Para el TRIAC BT138 se utiliza un contacto directo, razón por la cual este parámetro térmico, con base en la referencia [18], tiene un valor de $0.25^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

Luego, como se mencionó en la sección 1.4.5, la resistencia térmica entre el disipador y el aire circundante o ambiente ($R_{\theta_{s-a}}$) es aquella que se debe calcular para seleccionar el disipador más adecuado. Utilizando la ecuación (1.6), resulta:

$$R_{\theta_{s-a}} = \frac{125^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{13.74\text{W}} - (1.5^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0.25^{\circ}\text{C}/\text{W})$$

$$R_{\theta_{s-a}} = 5.53^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

De esta manera, se dispone de un disipador de aluminio de la marca Disipa con la referencia TEA40, cuya resistencia térmica es de $5.6^{\circ}\text{C}/\text{W}$ y tiene un largo de 35mm. Sus dimensiones se pueden observar en la Figura 2.8.

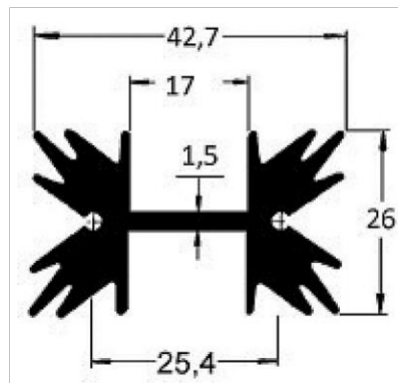


Figura 2.8. Esquema del disipador para el TRIAC BT138 [19]

2.5. SISTEMA DE MEDICIÓN DE POTENCIA

Para el sistema de medición de potencia, el cual se centra en adquirir datos de voltaje, corriente y factor de potencia de la carga del sistema, se tomó en cuenta los requerimientos de los valores RMS máximos $120\text{V} @ 10\text{A}$, como se planteó en el alcance del proyecto. Esto con la finalidad de dimensionar y seleccionar el módulo para llevar a cabo la medición de variables eléctricas antes descritas. Se dispone así de un módulo de comunicación AC PZEM-004T V3.0, el mismo que se puede visualizar en la Figura 2.9 y que es utilizado para medir voltaje AC, corriente, potencia activa, frecuencia, factor de potencia y la energía de la aplicación a la que se conecte.



Figura 2.9. Módulo de medición de variables eléctricas PZEM-004T V3.0

Como se puede observar en la figura anterior, el dispositivo cuenta con una placa de circuito impreso en la que se tiene los puertos de conexión de potencia (entrada) y los pines de una interfaz TTL (salida) que permiten la comunicación con un sistema microprocesado. Adicionalmente, se tiene un anillo toroidal de tipo pinza que se utiliza para realizar las mediciones de corriente de forma no invasiva, es decir, sin la necesidad de interrumpir el circuito del prototipo con la finalidad de conectar el amperímetro en serie. En la Figura 2.10 se presenta un diagrama de bloques que describe la estructura del módulo.

Cabe destacar que este módulo no cuenta con funciones de visualización, razón por la cual los datos obtenidos son enviados a un microcontrolador, el mismo que mediante comunicación inalámbrica WIFI presenta la información en una aplicación Android para el monitoreo del sistema.

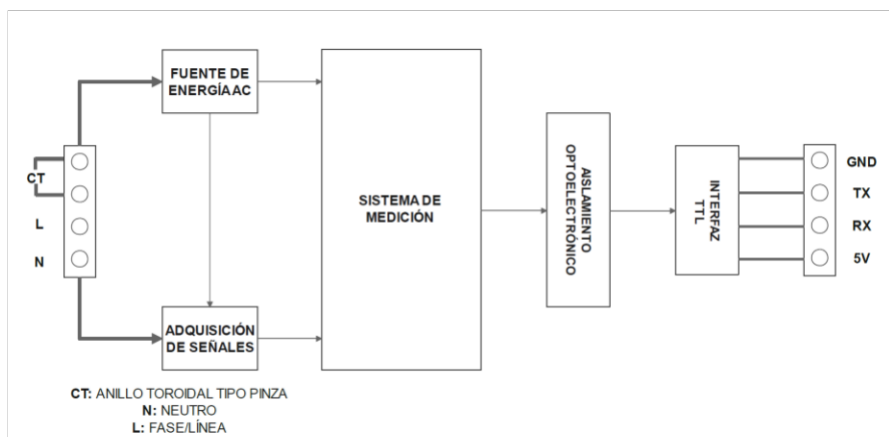


Figura 2.10. Diagrama de bloques del módulo PZEM-004T V3.0 [28]

2.5.1. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0

Como se mencionó previamente, el módulo PZEM-004T V3.0 tiene la capacidad de realizar mediciones de voltaje AC, corriente, potencia activa, frecuencia, factor de potencia y energía de tal manera que resulta significativamente importante conocer los rangos de medición para un adecuado funcionamiento. En la Tabla 2.2, con base en el manual de usuario, se resumen las principales características del módulo.

Tabla 2.2. Características eléctricas del módulo PZEM-004T V3.0 [28]

Parámetro	Rango de medición	Resolución	Exactitud de la medición
Voltaje	80 – 260V	0.1V	0.5%
Corriente	0 – 10A	0.001A	0.5%
Potencia activa	0 – 2.3kW	0.1W	0.5%
Factor de potencia	0 – 1	0.01	1%
Frecuencia	45 – 65Hz	0.1Hz	0.5%
Energía	0 – 9999.99kWh	1Wh	0.5%

Cabe mencionar que este dispositivo tiene una temperatura de operación que se encuentra en el rango de -20°C hasta 60°C.

De acuerdo con la información previamente presentada, se puede determinar que el módulo seleccionado cumple con los requerimientos para el desarrollo del sistema de medición de potencia. Esto dado que permite medir voltaje AC y los rangos de medición de del prototipo, que son de 80 – 120V y 0 – 10A como se describió en el alcance del proyecto, se encuentran dentro de las características eléctricas con las que opera el dispositivo.

Es fundamental tener en cuenta que el voltaje no se mide desde los 0V debido a que la mayoría de los sensores o módulos de tensión AC comerciales emplean una referencia de tierra para su diseño. Entonces, por la naturaleza de la corriente alterna, en el momento en el cual el voltaje alcanza el valor de 0V no se tiene una polaridad definida que permita que el sensor establezca una referencia clara puesto que la forma de onda sinusoidal oscila entre valores positivos y negativos en un ciclo.

2.5.2. INTERFAZ DE COMUNICACIÓN DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0

El módulo PZEM-004T V3.0 emplea el estándar RS485, el cual se define como un sistema de comunicación multipunto que es ideal para transmitir información a largas distancias y por medio de canales ruidosos debido a que al utilizar un bus diferencial se reduce efecto

del ruido eléctrico que perturba el intercambio de datos [29]. Sin embargo, el dispositivo cuenta con una capa física que aplica la interfaz de comunicación serial UART a RS485 [28].

Es preciso manifestar que el interfaz de comunicación UART (Universal Asynchronous Receiver - Transmitter) es un protocolo simple de dos cables (RX - TX) para recibir y transmitir información de manera bidireccional y, además, cuenta con una conexión a tierra. Al ser una comunicación asíncrona no se tiene una señal de reloj y, por lo tanto, se debe configurar la misma velocidad de transmisión de datos, medida en baudios, en los dos dispositivos de la conexión [30].

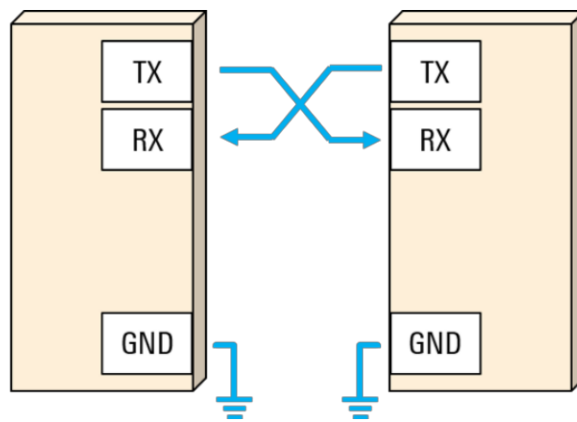


Figura 2.11. Interfaz de comunicación UART [30]

Ahora bien, el manual de usuario del módulo PZEM-004T V3.0 menciona que la velocidad en baudios debe ser 9600. Adicionalmente, se establece que el interfaz requiere de una fuente de alimentación externa de 5V [28].

2.5.3. CONEXIÓN DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0

En función de la información de los apartados anteriores, el módulo PZEM-004T V3.0 presenta la conexión que se muestra en la Figura 2.12. En esta conexión, hacia los puertos de potencia (entrada) se disponen la fase y el neutro de la carga, así como las terminales del anillo toroidal tipo pinza. Es importante tener en cuenta que la pinza se establece alrededor de uno de los conductores del circuito donde se requiere hacer la medición.

Por otra parte, hacia los puertos de la interfaz de comunicación serial (salida) se establece la conexión con un sistema microprocesado. Para ello, se necesitan 2 pines de comunicación, uno como receptor de información (RX) y otro como transmisor (TX); la conexión a tierra, que es la misma tierra del sistema microprocesado; y la fuente de alimentación de 5V.

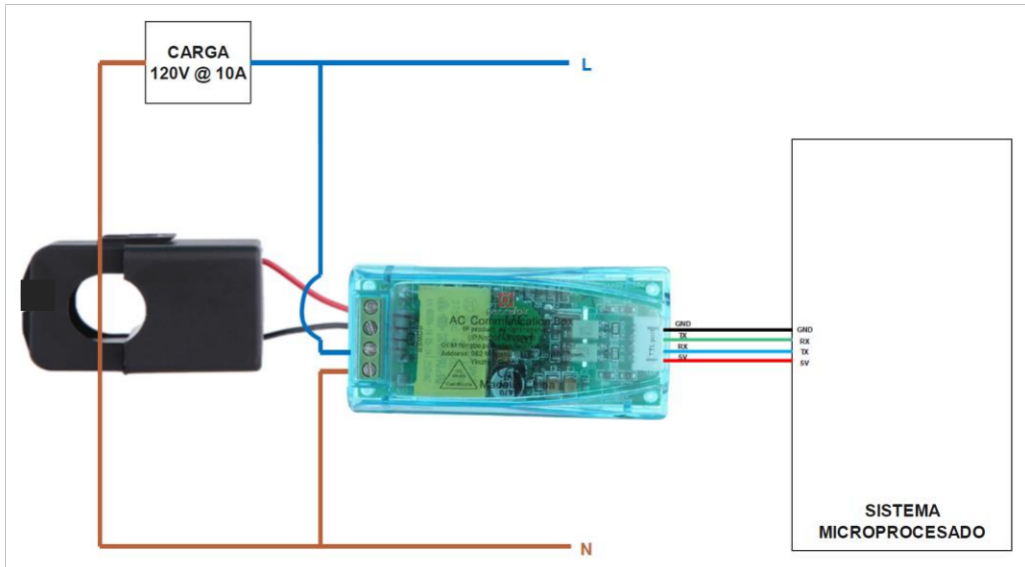


Figura 2.12. Conexión sugerida para el módulo PZEM-004T V3.0 [28]

2.6. SISTEMA MICROPROCESADO

Para seleccionar el sistema microprocesado a utilizar en el proyecto, se debe realizar un análisis de entradas y salidas que requiere el prototipo para funcionar de manera adecuada, considerando los diseños previamente desarrollados.

Tabla 2.3. Requerimientos del sistema microprocesado

Entradas		Controlador	Salidas	
Función	Pines		Pines	Función
Entrada de la señal de los cruces por cero	1		1	Señal de disparo para el TRIAC
Comunicación serial RX	1		1	Comunicación serial TX
		1	Fuente de 3.3VDC para el circuito de cruces por cero	
Características:	<ul style="list-style-type: none"> - Alimentación de 5VDC - Comunicación USART - Comunicación WIFI - Procesamiento de datos mayor o igual a 8MHz 			

De acuerdo con los requerimientos que se presentan en la Tabla 2.3, se requiere un total de 5 pines para la operación del prototipo. Por lo tanto, se ha elegido el microcontrolador ESP32-WROOM-32, el mismo que cuenta con las siguientes características:

Tabla 2.4. Características del ESP32-WROOM-32 [31]

Parámetro	Característica del sistema embebido
Voltaje de alimentación	3.3 – 5VDC
Voltaje de entradas y salidas	3.3VDC
Modelo de CPU	Xtensa®32-bitLX6
Frecuencia del reloj	240MHz
Memoria	520 Kbyte SRAM
Entradas/Salidas digitales	25 GPIOs
Pines analógicos	18 canales
Resolución del ADC	12 bits
Comunicación serial	3 puertos UART
WIFI	2.4GHz – 2.5GHz 802.11 b/g/n (802.11n hasta 150 Mbps)

En la Figura 2.13, se puede observar un diagrama del microcontrolador en el que se detalla la distribución de los pines y sus funcionales.

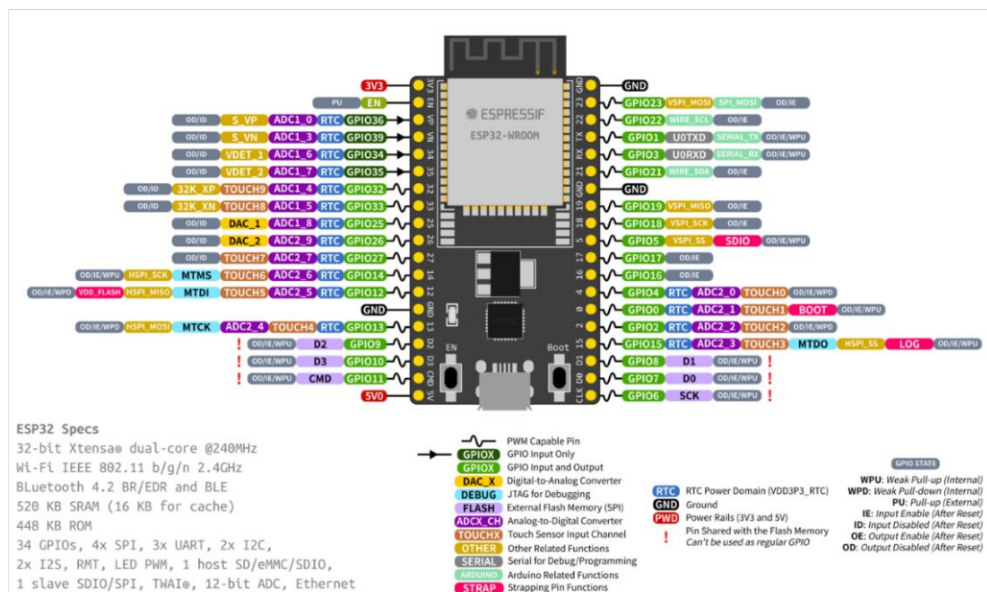


Figura 2.13. Distribución de pines del ESP32-WROOM-32 [31]

2.7. DISEÑO DEL PROGRAMA DE CONTROL

Para realizar el diseño del programa de control del prototipo es necesario realizar una arquitectura (ver Figura 2.14) en la que se puede observar las entradas y salidas del sistema microprocesado con la finalidad de realizar el control AC y la medición de potencia en la carga de manera remota mediante WIFI.

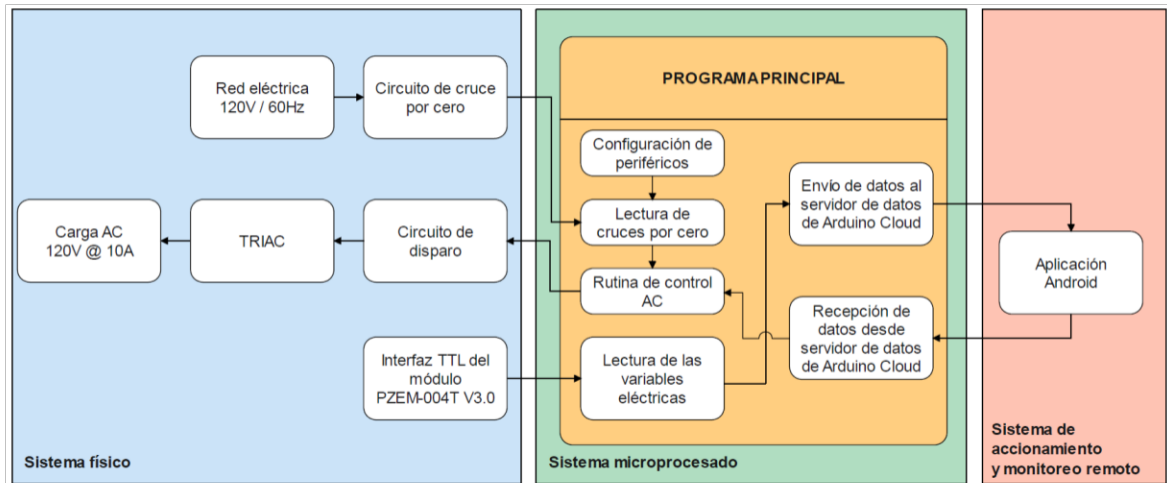


Figura 2.14. Arquitectura para el programa de control

2.7.1. ALGORITMO DEL PROGRAMA PRINCIPAL

El programa principal es desarrollado en lenguaje de programación C dado que permite manejar sentencias condicionales tales como if y switch...case. Además, el programa utilizado para escribir y compilar el programa principal es Arduino IDE pues es compatible con las tarjetas de desarrollo ESP32.

Por otra parte, el algoritmo del programa principal se realiza en base a la arquitectura que se muestra en la Figura 2.15. Para ello, se generan distintas subrutinas que inician con la configuración de periféricos para entradas y salidas, continuando con la detección de los cruces por cero. Luego, se establece la comunicación con el servidor de Arduino Cloud para recibir los datos mediante WIFI, los mismos que en conjunto con los cruces por cero permiten desarrollar la rutina de control AC utilizando el principio de control por fase directo con la finalidad de generar la señal de disparo para el TRIAC y, en consecuencia, se regule el voltaje eficaz en la carga del sistema. También se define la comunicación serial UART para la lectura de la información de las variables eléctricas (voltaje, corriente y factor de potencia) medidas mediante el módulo PZEM-004T V3.0. Estas variables eléctricas se envían mediante WIFI a una aplicación Android. El diagrama de flujo del programa principal se muestra en la Figura 2.14.

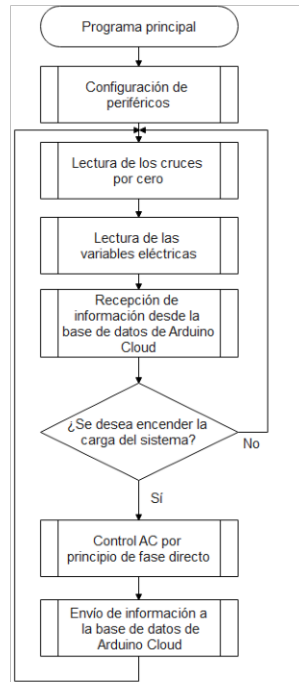


Figura 2.15. Diagrama de flujo del programa principal con subrutinas

2.7.1.1. Subrutina para configuración de los periféricos

La subrutina correspondiente a la configuración de los periféricos, cuyo diagrama de flujo se presenta en la Figura 2.16, se realiza de acuerdo con el análisis de entradas y salidas del sistema microprocesado que se muestra en la Tabla 2.3. Por lo tanto, se inicia con la definición de los pines de entrada para la detección de los cruces por cero, se establecen los pines de salida para la señal de control que activa la compuerta del TRIAC, se inicializa la comunicación UART para recibir las mediciones provenientes del módulo PZEM-004T V3.0 y, finalmente, se genera la comunicación WIFI para el intercambio de información entre el prototipo y el servidor de datos de Arduino Cloud.

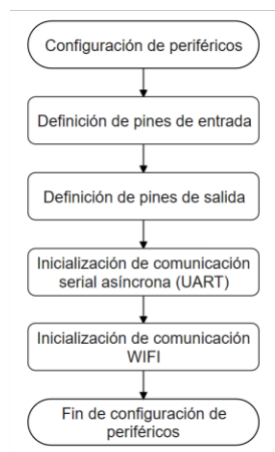


Figura 2.16. Diagrama de flujo de la configuración de periféricos del microcontrolador

2.7.1.2. Subrutina para detección de cruce por cero

La señal de control que el sistema microprocesado envía hacia la compuerta del TRIAC debe ser sincronizada con la red, es decir que la activación del semiconductor de potencia espera un tiempo que es proporcional al ángulo de disparo desde el que la tensión eléctrica fluye hacia la carga del sistema. Este tiempo se cuenta a partir del cruce por cero de la red que sucede cada 180 grados eléctricos. De esta forma, esta subrutina, que se presenta en la Figura 2.17, permite detectar los pulsos que genera el circuito detector de cruces por cero. En cada pulso, el microcontrolador inicia una cuenta para enviar la señal de control a un tiempo específico en función del ángulo que se requiera. Es importante mencionar que la identificación de los pulsos en cada cruce por cero se realiza mediante una interrupción interna. Asimismo, en cada la interrupción, un timer cuenta 8.33ms que es equivalente a un semiciclo de la red, es decir, 180 grados eléctricos.

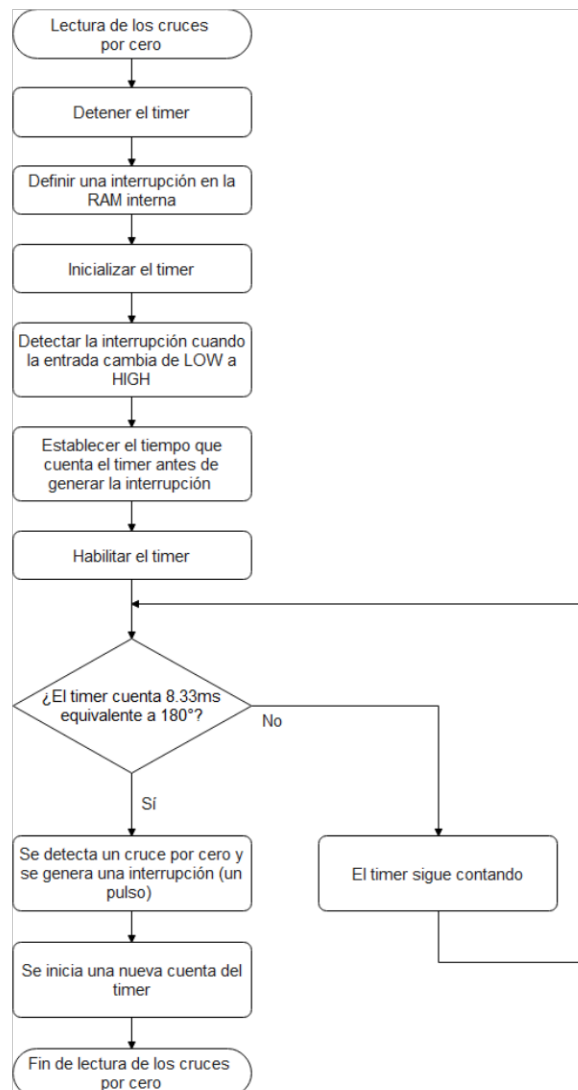


Figura 2.17. Diagrama de flujo para la lectura de los cruces por cero

2.7.1.3. Subrutina para medición de variables eléctricas

En la subrutina utilizada para la lectura de las variables eléctricas se obtiene la información que envía el módulo de medición PZEM-004T V3.0. Esta información se trata del voltaje, corriente y factor de potencia. Para ello, se utiliza la librería "PZEM004Tv30" que permite acceder a los valores que se obtienen el sistema de medición del dispositivo. Luego, con base en los requerimientos de la librería, se debe definir la comunicación entre el módulo y el microcontrolador utilizando el puerto serial de este último. Posteriormente, es necesario definir los pines transmisión (TX) y recepción (RX) del sistema microprocesado y, a su vez, establecer una velocidad en baudios de 9600 puesto que, al ser una comunicación asincrónica, tanto el módulo de medición como el microcontrolador deben operar a la misma tasa de intercambio de datos. El diagrama de flujo de esta subrutina se encuentra en la Figura 2.18.

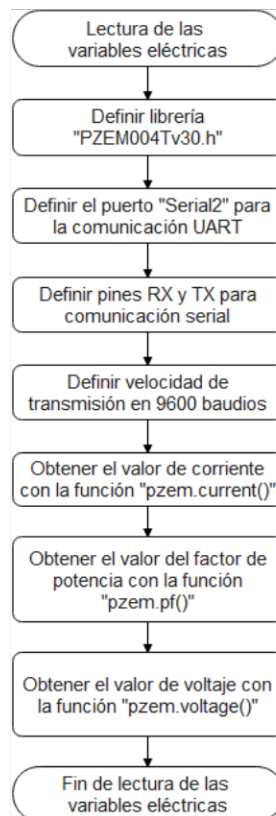


Figura 2.18. Diagrama de flujo para la lectura de las variables eléctricas

2.7.1.4. Subrutina para control AC

La subrutina de control AC utilizada para regular el valor eficaz del voltaje en la carga del sistema se basa en el principio por fase directo. Esta subrutina depende de la detección de los cruces por cero debido a que a partir de estos se modifica el ángulo de disparo del TRIAC, el mismo que varía de 0° a 180° y que se recibe desde la aplicación Android por

medio de WIFI. Una vez que se reconocen los cruces por cero y se lee el ángulo de disparo, se verifica si dicho ángulo es 180° puesto que en ese caso la señal de control permanece en bajo hasta que el ángulo sea distinto de 180° donde la señal pasa a alto y se permite el paso de la tensión eléctrica hacia la carga. Cabe destacar que se define la librería "dimmerESP32.h" donde se calcula el tiempo que es proporcional al ángulo. Esta subrutina se describe en el diagrama de flujo de la Figura 2.19.

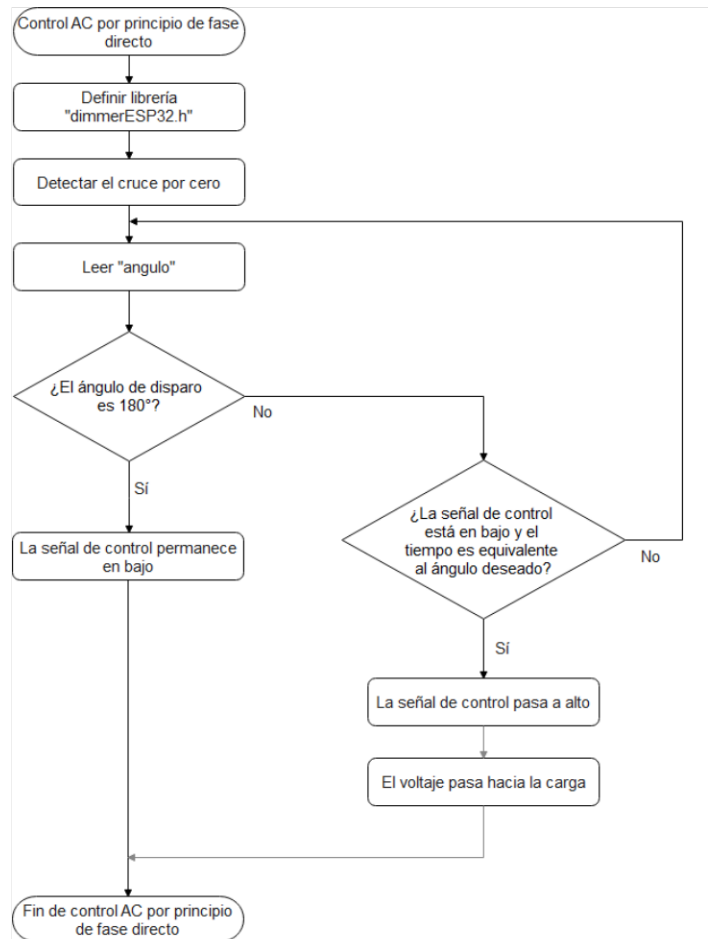


Figura 2.19. Diagrama de flujo para el control AC por principio de fase directo

2.7.1.5. Subrutina para recepción de datos por WIFI

La subrutina para recibir la información desde la base de datos de Arduino Cloud se emplea para adquirir una variable de tipo booleana que permite encender o apagar la carga independientemente del valor del ángulo de disparo. Esto se ha colocado como un medio de protección en caso de que se requiera un apagado inmediato. Además, la presente subrutina posibilita la lectura del ángulo de disparo que varía de 0° a 180° . En la Figura 2.20 se muestra el diagrama de flujo correspondiente a esta subrutina.

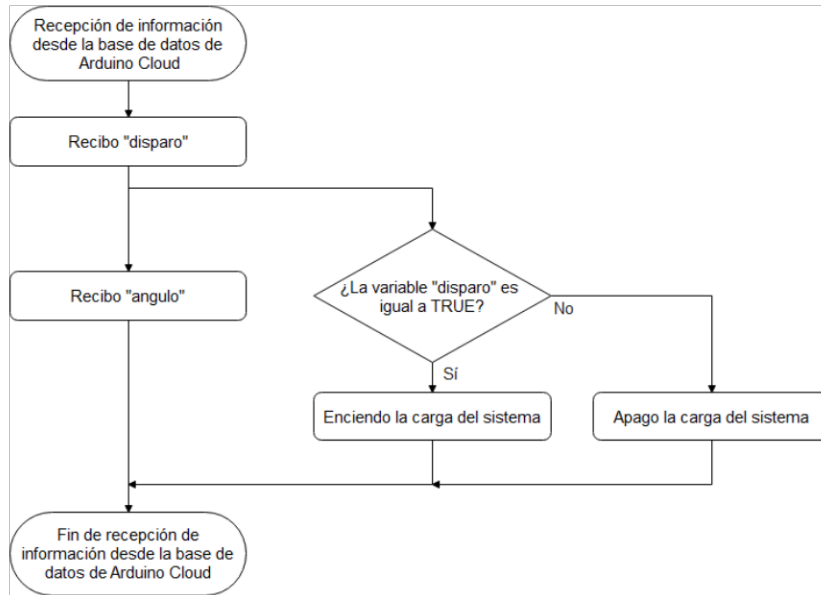


Figura 2.20. Diagrama de flujo para la recepción de datos desde Arduino Cloud por WIFI

2.7.1.6. Subrutina para envío de datos por WIFI

La subrutina de envío de datos hacia la base de datos de Arduino Cloud permite mostrar en la aplicación Android la información que se ha adquirido del módulo PZEM-004T V3.0, es decir, se envía el valor de voltaje, corriente y factor de potencia. Es importante tener en cuenta que el valor de voltaje y corriente varían en función del control AC por fase directo. El diagrama de flujo de la subrutina se observa en la Figura 2.21.

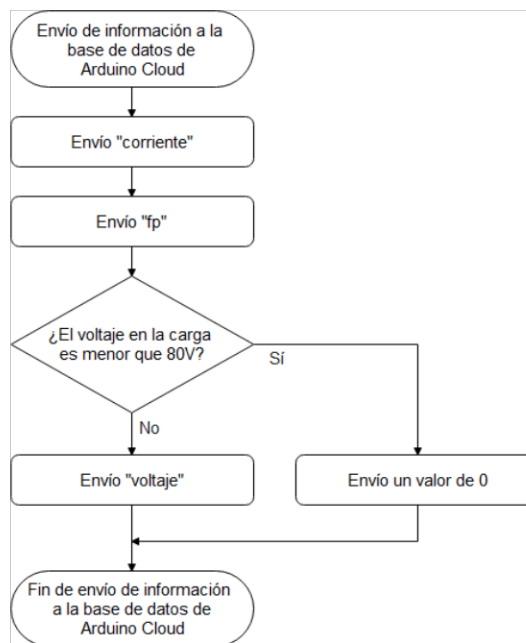


Figura 2.21. Diagrama de flujo para el envío de datos a Arduino Cloud por WIFI

2.7.2. DESARROLLO DE LA APLICACIÓN ANDROID PARA ACCIONAMIENTO Y MONITOREO REMOTO DEL PROTOTIPO USANDO WIFI

Para el desarrollo de la aplicación Android se ha seleccionado la interfaz de Arduino Cloud debido a que se trata de una plataforma que permite desarrollar proyectos que admiten conexiones con sistemas embebidos a través de WIFI. Dentro de los dispositivos compatibles se encuentran las tarjetas de desarrollo ESP32 dado que estos microcontroladores, como se mencionó en el apartado 2.6, cuentan con un módulo WIFI integrado. La configuración de las placas ESP32 en Arduino Cloud se lleva a cabo mediante un ID del dispositivo y una clave secreta que en conjunto con las credenciales de WIFI son idóneos para conectarse a la base de datos de Arduino. De esta manera, es posible llevar a cabo el accionamiento, así como el monitoreo remoto del prototipo a través de una red inalámbrica con conexión a Internet.

Para iniciar con el diseño de la aplicación Android es necesario crear una cuenta de Arduino. Cabe mencionar que se tiene la posibilidad de mantener un plan gratuito en el que se pueden manejar como máximo 5 variables, las mismas que para este prototipo son suficientes.

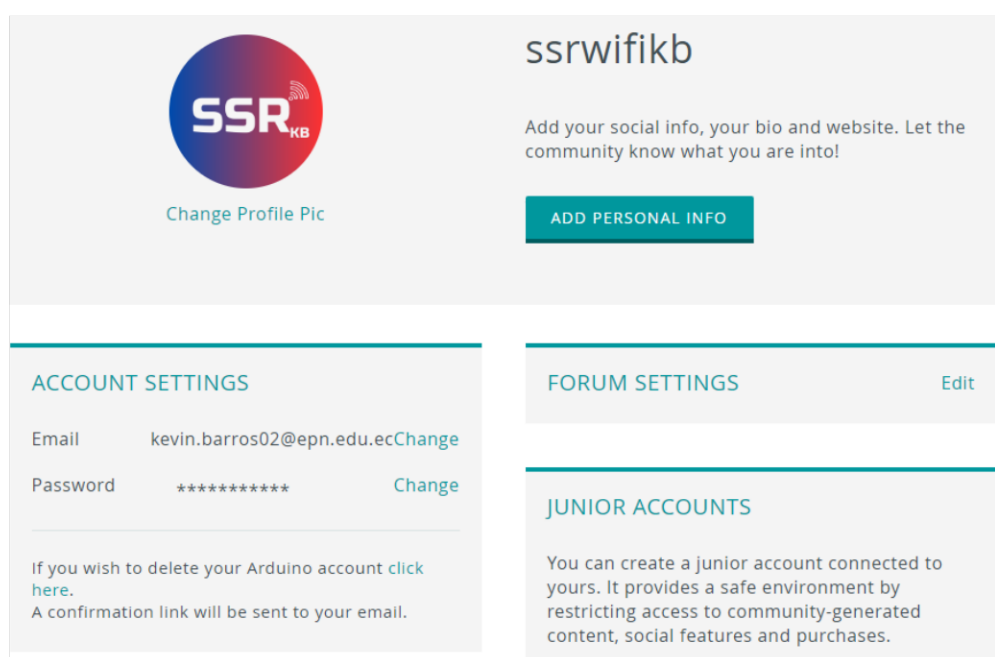


Figura 2.22. Cuenta de Arduino creada para configurar la comunicación inalámbrica con el prototipo

Una vez dentro de la plataforma de Arduino Cloud se debe configurar el dispositivo a utilizar, es decir que se requiere conectar la tarjeta de desarrollo ESP32 a un ordenador y dirigirse a la pestaña de Dispositivos. El nombre otorgado al microcontrolador es **Esp32Tic**,

el mismo que corresponde a la selección del usuario. En este punto se genera un ID del dispositivo y una clave secreta que se utiliza para conectarse a la base de datos.

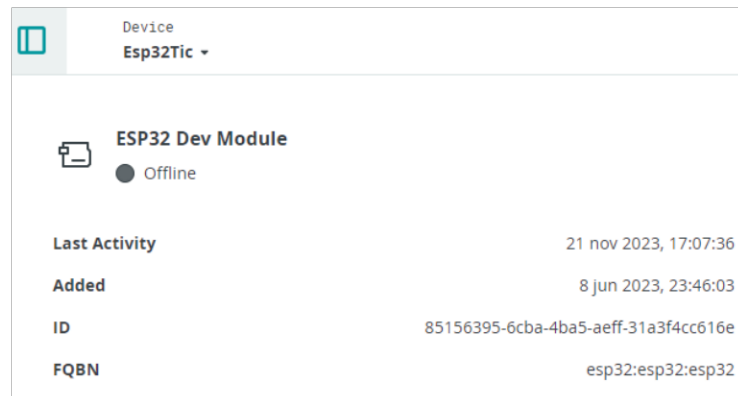


Figura 2.23. Tarjeta de desarrollo ESP32 agregada a los dispositivos de Arduino Cloud

A continuación, es preciso generar un objeto denominado “Thing” que permite crear las variables que se desea sincronizar entre la base de datos de Arduino Cloud y la tarjeta de desarrollo. En este caso, a este objeto se le otorgó el nombre **TIC Wifi** y, como se mencionó anteriormente, se crearon 5 variables que son: **angulo** que se utiliza para modificar el ángulo de disparo del TRIAC; **disparo** que se establece para encender o apagar la carga del sistema; **voltaje**, **corriente** y **fp** que guardan los valores que se miden por medio del módulo PZEM-004T V3.0.

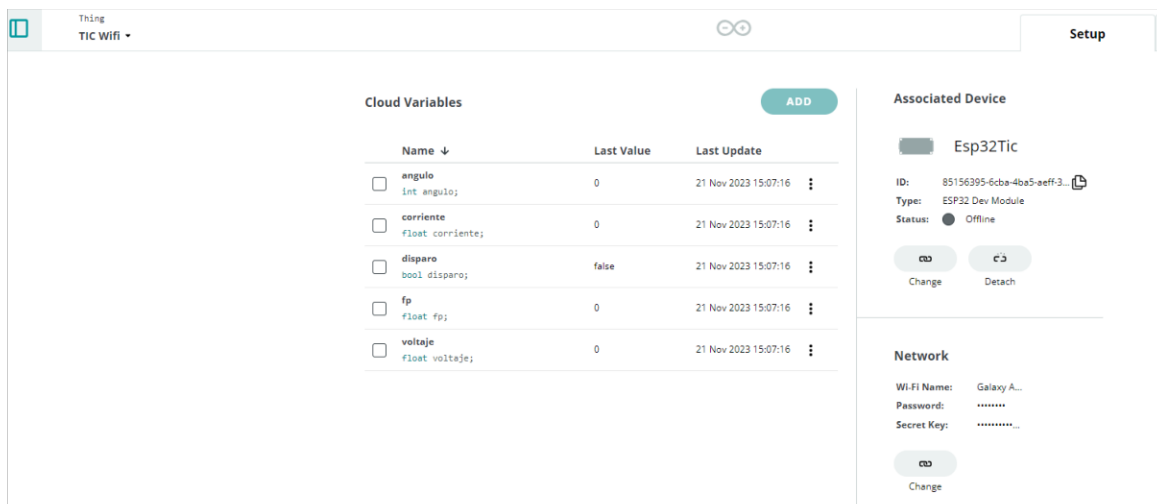


Figura 2.24. Variables agregadas a la pestaña “Things” de Arduino Cloud

Después de que se desarrollaron las configuraciones anteriores, se procede a crear una interfaz o también denominado “Dashboard”. En esta pantalla se ubican las variables con las que se desea interactuar en la base de datos de Arduino Cloud. Al boceto generado se le otorgó el nombre de **SSR Wifi KB**.



Figura 2.25. Interfaz de Arduino Cloud creada en un navegador web

La interfaz desarrollada posibilita que la tarjeta de desarrollo ESP32 interactúe desde un navegador web o una aplicación móvil. Para la aplicación móvil se tiene un diseño similar a la que se observa en la Figura 2.25, la diferencia radica en que los componentes o cuadros de mando se distribuyen en vertical.



Figura 2.26. Interfaz de Arduino Cloud vista desde la aplicación móvil

Considerando los cuadros de mando que se visualizan en la Figura 2.26, se tiene que para el accionamiento del relé de estado sólido se utiliza un **interruptor** asociado a la variable **disparo** que es de tipo booleano (BOOL). Luego, para regular el ángulo de disparo y, en consecuencia, controlar el valor eficaz de voltaje en la carga se emplea un control numérico llamado **stepper** que está asociado a la variable **ángulo** que es de tipo entero (INT). Finalmente, para visualizar los datos del sistema de medición de potencia se usan dos diales denominados **gauge** y un indicador numérico. Estos elementos se encuentran vinculados a las variables **voltaje**, **corriente** y **fp** que son de tipo flotante (FLOAT).

Con la interfaz desarrollada se procede a programar el microcontrolador de tal manera que se pueda realizar el seguimiento de la operación del prototipo interactuando y monitoreando las variables establecidas en el boceto.

Una vez diseñado el prototipo se realizan pruebas ante diferentes perfiles de carga. Estas pruebas permiten validar los objetivos planteados en el presente proyecto.

3. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo se presentan el prototipo completo, así como los resultados de las pruebas llevadas a cabo para verificar el funcionamiento del relé controlado de estado sólido ante diferentes perfiles de carga, considerando el accionamiento y monitoreo remoto desde la aplicación Android.

3.1. RESULTADOS

En esta sección se observa la operación del prototipo teniendo en cuenta distintas configuraciones en la carga del sistema que va desde una carga resistiva (R) hasta una carga resistiva – inductiva (R – L) y sus variaciones.

3.1.1. PRESENTACIÓN DEL PROTOTIPO

El prototipo del relé controlado de estado sólido completo cuenta con una PCB donde se ubican todos los circuitos y los elementos que se dimensionaron en el capítulo 2. Esta placa de circuito impreso permitió simplificar las conexiones de la alimentación AC y DC, así como de la carga dado que se cuenta con borneras y conectores (jacks) de fácil acceso. Asimismo, el dispositivo tiene incorporado el módulo PZEM-004T V3.0 que permite llevar a cabo las mediciones de voltaje, corriente y factor de potencia de la carga del sistema.

Adicionalmente, como se puede observar en la Figura 3.1, tanto la PCB como el módulo de medición han sido dispuestos en el interior de una estructura de 220.5 x 120.5 x 100.5 mm, la misma que hace más sencillo el transporte del prototipo y brinda seguridad a las conexiones internas.



Figura 3.1. Prototipo del relé controlado de estado sólido

3.1.2. PRUEBA CON UNA CARGA R

Con la finalidad de validar el funcionamiento del prototipo desarrollado, en primera instancia, se utilizó una única carga resistiva que se trata de un foco incandescente de 100W (ver Figura 3.2).

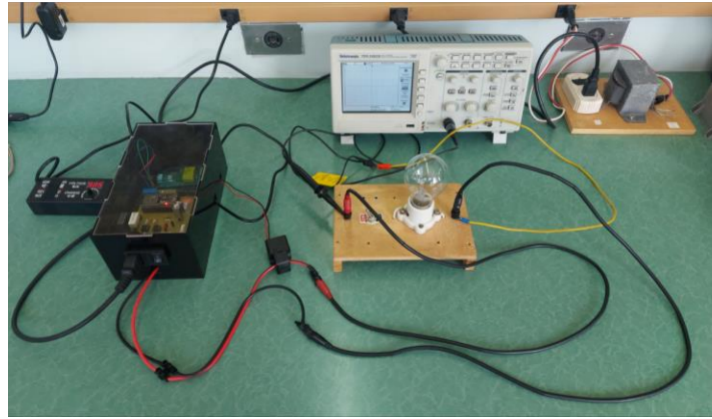
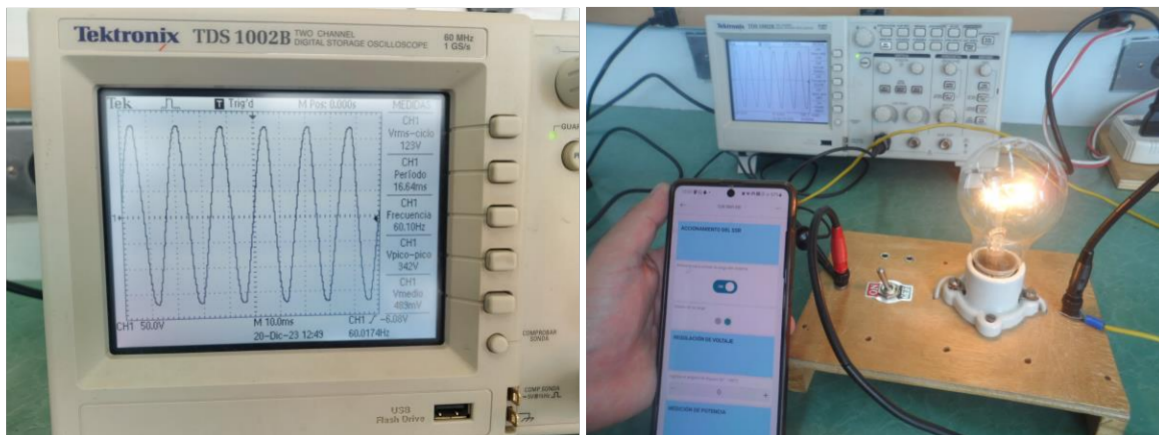


Figura 3.2. Relé controlado de estado sólido con una carga R

Al conectar el foco como carga se pudo evidenciar que el ángulo de disparo (α) puede ser regulado en todo su rango, es decir, desde 0° hasta 180° donde los 0° determinan que la carga se encuentra completamente encendida dado que hacia el foco pasa todo el voltaje y se obtiene una forma de onda sinusoidal completa. Cabe destacar que el ángulo de disparo es regulado mediante la aplicación Android (ver Figura 3.3).



(a)

(b)

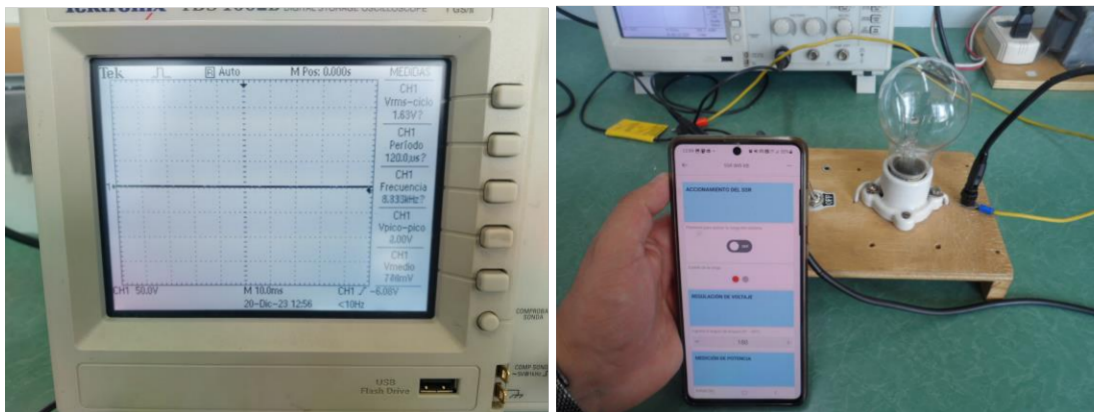
Figura 3.3. Funcionamiento a los 0 grados eléctricos: (a) Forma de onda en la carga R con 0° ; (b) Envío del ángulo de disparo de 0° desde la aplicación y operación del prototipo

Luego, con la carga encendida se tomaron las mediciones de voltaje, corriente y factor de potencia a través del módulo PZEM-004T V3.0, obteniendo los resultados que se observan en la Figura 3.4.



Figura 3.4. Medición de potencia a los 0 grados eléctricos

Por otra parte, los 180° determinan que la carga se encuentre apagada puesto que en este valor el foco no recibe voltaje y, por lo tanto, no se ilumina (ver Figura 3.5).



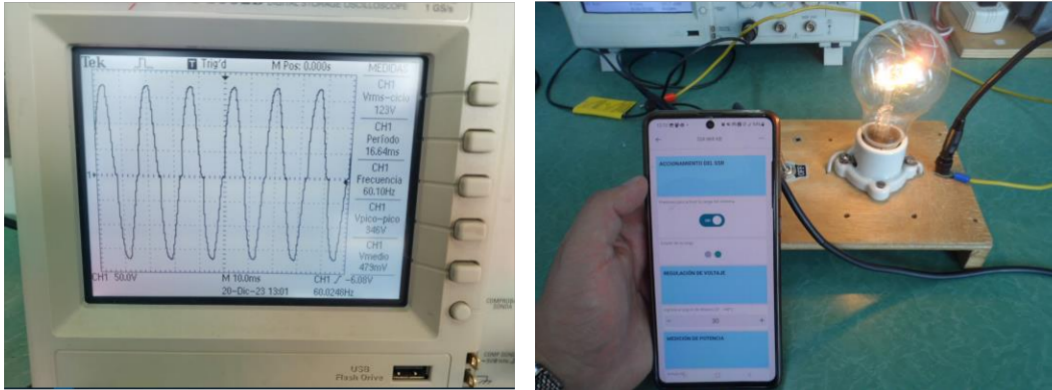
(a)

(b)

Figura 3.5. Funcionamiento a los 180 grados eléctricos: (a) Forma de onda en la carga R con 180°; (b) Envío del ángulo de disparo de 180° desde la aplicación y operación del prototipo

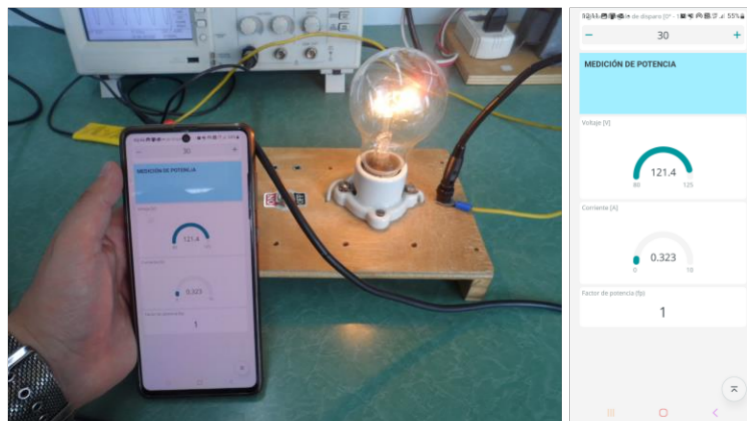
Es preciso manifestar que, como se mencionó en el alcance del presente proyecto, el intervalo de medición de voltaje es de 80 – 120V, razón por la cual a los 180° no se recibe un valor de tensión eléctrica en la aplicación.

Ahora bien, para modificar la intensidad de la iluminación del foco, como ejemplo, se modificó el ángulo de disparo a un valor de 30° , generando los resultados que se presentan en la Figura 3.6.



(a)

(b)



(c)

Figura 3.6. Funcionamiento a los 30 grados eléctricos: (a) Forma de onda en la carga R con 30° ; (b) Envío del ángulo de disparo de 30° desde la aplicación; (c) Visualización de las mediciones en la aplicación

Mediante esta prueba se logró validar el control por fase directo, el sistema de medición de potencia y la interacción prototipo – aplicación Android ante una carga resistiva.

3.1.3. PRUEBA CON CARGAS R CONECTADAS EN SERIE

Una vez que se comprobó el correcto funcionamiento del prototipo ante una única carga resistiva, se realizaron pruebas con distintos perfiles de carga. Para esta prueba se utilizaron dos cargas resistivas conectadas en serie como se observa en la Figura 3.7. Estas cargas resistivas corresponden a dos focos incandescentes de 100W idénticos.



Figura 3.7. Relé controlado de estado sólido con dos carga R en serie y un ángulo de disparo de 50°

Se realizaron modificaciones del ángulo de disparo determinando que, al igual que para una única carga R, el rango de funcionamiento para el control por fase directa es de 0° hasta 180° . Esto se debe a que no se presenta un desfase entre el voltaje y la corriente de tal manera que no se genera un ángulo de extinción, β , es decir que el cruce por cero del voltaje y la corriente es el mismo.

Es importante mencionar que al ubicar dos cargas resistivas en serie la intensidad de la iluminación de los focos no es muy alta a pesar de que se tenga un ángulo de disparo de 0° debido a que el voltaje de 120V se divide para cada una de las cargas.

Esta prueba se llevó a cabo con la finalidad de observar el comportamiento del sistema al mantener la misma corriente por las cargas R mientras la caída de tensión en cada elemento no corresponde a los 120V.

3.1.4. PRUEBA CON CARGAS R CONECTADAS EN PARALELO

Para realizar esta prueba se utilizaron las cargas resistivas descritas en el apartado anterior, es decir que se utilizaron dos focos incandescentes de 100W idénticos dispuestos en paralelo (ver Figura 3.8).

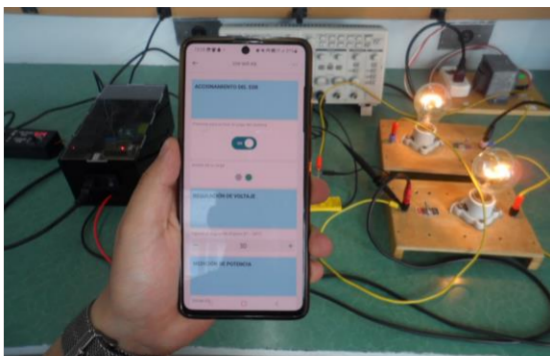


Figura 3.7. Relé controlado de estado sólido con dos carga R en paralelo y un ángulo de disparo de 30°

Esta prueba se estableció con el objetivo de verificar el funcionamiento del prototipo ante un perfil de carga en el cual el voltaje de 120V se mantenga para cada una de las cargas mientras se aumenta el valor de la corriente dada la conexión en paralelo. De esta manera, se pudo comprobar que el dimensionamiento del sistema es el adecuado para manejar este tipo de cargas y conexión.

De manera similar a la prueba ejecutada en 3.1.3, el rango válido para el control AC comprende desde 0° hasta 180° . Adicionalmente, al conectar las cargas en paralelo la intensidad de la iluminación de los focos se regula de la misma forma para cada una de estas puesto que la tensión eléctrica no se divide como sucedió en la conexión en serie. Por lo tanto, al tener un ángulo de 0° las dos cargas resistivas reciben los 120V de la red eléctrica y presentan su máxima iluminación.

3.1.5. PRUEBA CON UNA CARGA R – L

Para esta prueba se añadió un inductor de 250mH (carga L) conectada en serie a un foco incandescente de 100W (carga R) como se presenta en la Figura 3.8.

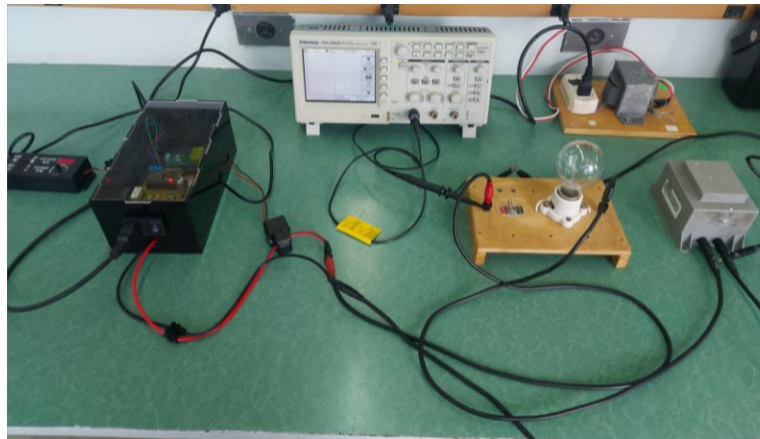


Figura 3.8. Relé controlado de estado sólido con una carga R – L

Al conectar el inductor se realizaron pruebas de funcionamiento del ángulo de disparo, determinando que el rango en el que se puede realizar el control AC se ha modificado de tal manera que para valores menores a los 16° la regulación de voltaje se altera. Esto se debe a que al incluir una carga inductiva se genera un desfase entre el voltaje y la corriente, lo cual establece que la conducción de la corriente sea más allá de los 180° y se debe tener en cuenta que el TRIAC se desactiva cada vez que la corriente cruza por cero. De esta manera, se tiene que la intensidad eléctrica se extingue en el ángulo β .

Debido a que se tiene la presencia de un ángulo de extinción, es fundamental hacer énfasis en el ángulo crítico de disparo (α_c), el mismo que se puede definir como el valor límite para

pasar de conducción continua a conducción discontinua y viceversa. Este parámetro tiene una alta incidencia en el funcionamiento del prototipo debido a que corresponde al ángulo desde el que se puede realizar adecuadamente el principio de control AC. Cabe mencionar que matemáticamente α_c es igual al ángulo ϕ que se trata del ángulo de la impedancia formada por la carga R – L.

Es así como en esta prueba fue necesario estimar la resistencia del foco incandescente con la finalidad de calcular el ángulo α_c y verificar si corresponde al valor desde el cual el control por fase directo se desarrolla de manera correcta, es decir, si se aproxima a los 16 grados eléctricos. Entonces, considerando una corriente en caliente de 0.324A obtenida con el sistema de medición del prototipo durante la prueba con carga R, resulta:

$$R = \frac{V}{I} \quad (3.1)$$

$$R = \frac{120V}{0.324A}$$

$$R \cong 370\Omega$$

Una vez estimada la resistencia del foco, se determinó el ángulo α_c considerando que:

$$\alpha_c = \phi \quad (3.2)$$

Entonces,

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi f \cdot L}{R} \right) \quad (3.3)$$

Donde:

f: Frecuencia de la red eléctrica

L: Valor de inductancia de la carga

R: Valor de la resistencia del foco de la carga

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{2\pi(60\text{Hz}) \cdot (250\text{mH})}{370\Omega} \right)$$

$$\phi = 0.249 \text{ rad}$$

Transformado de radianes a grados eléctricos, se tiene:

$$\phi = 0.249 \cdot \frac{180^\circ}{\pi} = 14.29^\circ$$

A partir de la ecuación (3.2), resulta:

$$\alpha_c = 14.29^\circ$$

Con base en este resultado se puede mencionar que se presenta una diferencia de 1.71 grados eléctricos. Es preciso tener en cuenta que se trata de una aproximación puesto que el valor estimado para la resistencia del filamento del foco incandescente varía con la temperatura. Además, el valor obtenido permite determinar que, teóricamente, para ángulos de disparo menores a 14.29° se tiene una conducción continua. Asimismo, se debe manifestar que el ángulo de disparo para realizar las pruebas del prototipo no puede ser menor al valor de α_c dado que el voltaje y la intensidad eléctrica de la carga serán sinusoidales.

Por otra parte, como se mencionó previamente, la corriente se extingue en un ángulo β y está dado por:

$$\beta = \pi + \alpha_c = 180^\circ + \alpha_c \quad (3.4)$$

Reemplazando el valor del ángulo crítico de disparo determinado durante las pruebas:

$$\beta = 180^\circ + 16^\circ$$

$$\beta = 196^\circ$$

Es así como se tiene que, de manera práctica, en un ángulo de 196° el inductor se descarga y, en consecuencia, la corriente se hace cero.

Ahora bien, a continuación, se presenta el funcionamiento del prototipo a los 16 grados eléctricos (ver Figura 3.9).

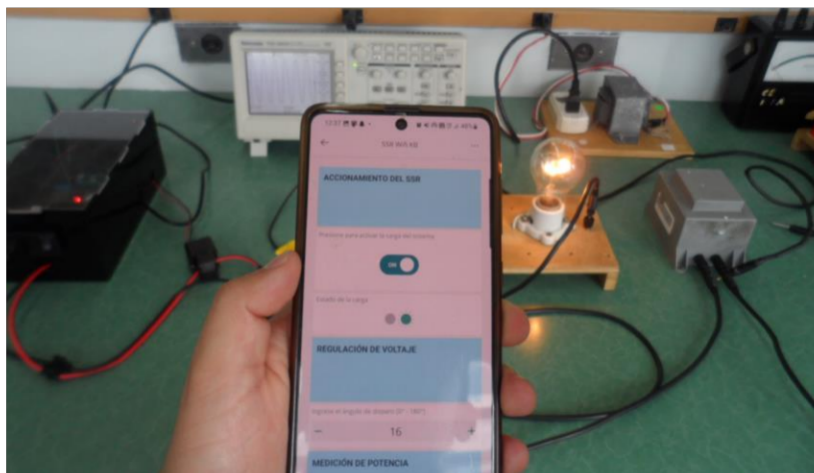


Figura 3.9. Relé controlado de estado sólido con carga R – L y un ángulo de disparo de

16°

54

Esta prueba se realizó con la finalidad de verificar que a los 16° se tiene la forma de onda sinusoidal completa sobre la carga, pero el foco incandescente no presenta su máxima iluminación debido a que parte de la tensión eléctrica también es almacenada por el componente inductivo en forma de campo magnético.

De manera similar a las pruebas realizadas para cargas resistivas, se obtuvieron mediciones de voltaje, corriente y factor de potencia ante un perfil resistivo – inductivo (ver Figura 3.10).



Figura 3.10. Medición de variables eléctricas con carga R – L

Es posible observar que el factor de potencia ya no corresponde a la unidad, lo cual se debe a la presencia del inductor.

3.1.6. PRUEBA CON UNA CARGA R Y DOS CARGAS L EN SERIE

Para llevar a cabo esta prueba se utilizó un segundo inductor de 250mH conectado en serie a la carga R – L descrita en el apartado 3.1.5. Al conectar dos cargas L en serie es preciso considerar que la inductancia equivalente aumenta a un valor de 500mH. Utilizando la ecuación (3.3) y el valor de 370Ω para la resistencia del foco incandescente, se tiene que α_c es de 27° , lo cual se encuentra significativamente cerca de la cifra obtenida durante las pruebas realizadas dado que para valores menores a 26° la forma de onda de voltaje y corriente es sinusoidal.

En la Figura 3.11 se presenta el funcionamiento del prototipo con un ángulo de disparo en el cual el control AC es válido y se tiene conducción discontinua. Además, se puede observar que la forma de onda en la carga ciertamente muestra un ángulo de extinción que, mediante la ecuación (3.4), tiene un valor de 206° .

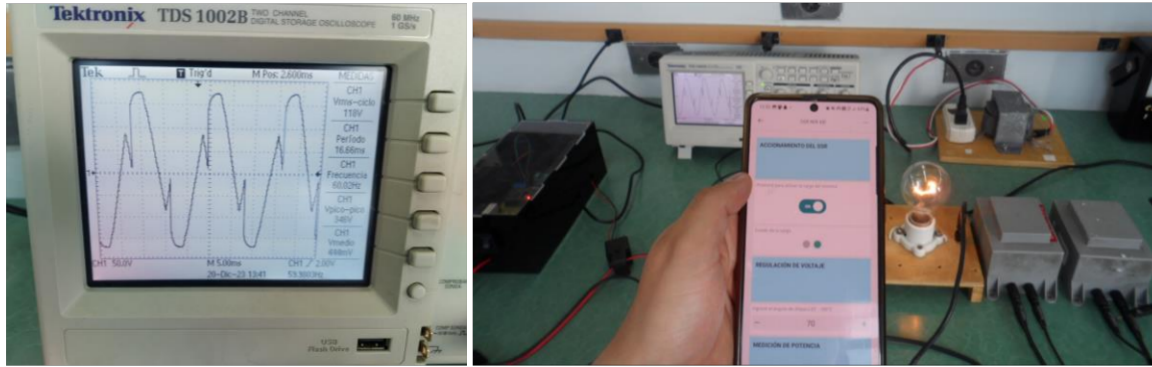


Figura 3.11. Relé controlado de estado sólido con carga R y dos cargas L en serie con un ángulo de disparo de 70°

3.1.7. PRUEBA CON UNA CARGA R Y DOS CARGAS L EN PARALELO

Esta prueba se desarrolló con el objetivo de verificar si el ángulo crítico de disparo disminuye conforme se reduce el valor de la inductancia. Esto debido a que al conectar cargas L en paralelo se obtiene una inductancia equivalente menor. En este caso se generó un valor de 125mH (dos inductores idénticos de 250mH cada uno). Luego, a partir de la ecuación (3.3) y con una resistencia del foco de 370Ω resulta que α_c debe ser de aproximadamente 7° .

Una vez realizadas diversas pruebas físicas con distintos ángulos de disparo se estableció que, de forma práctica, el ángulo crítico de disparo es de 5° tal que para valores menores a este resultado se tiene conducción continua.

En la Figura 3.12 se presenta la operación del prototipo cuando se obtiene la forma de onda sinusoidal completa en la carga utilizando el ángulo crítico de disparo.



Figura 3.12. Relé controlado de estado sólido con carga R y dos cargas L en paralelo con un ángulo de disparo de 5°

3.1.8. COMPARACIÓN DE MEDICIONES DEL PROTOTIPO

Con el objetivo de corroborar las mediciones de voltaje, corriente y factor de potencia proporcionadas por el módulo PZEM-004T V3.0 del prototipo, a continuación, se presentan distintas tablas donde se han calculado los errores en comparación con elementos de medida certificados.

Tabla 3.1. Errores en la medición de voltaje

Voltaje					
Carga del sistema	Ángulo de disparo	Prototipo	Osciloscopio	Error absoluto	Error relativo
Carga R	0°	122V	123V	1V	0.813%
Dos cargas R en serie	50°	118.9V	120V	1.1V	0.912%
Dos cargas R en paralelo	30°	120.5V	122V	1.5V	1.23%
Carga R – L	16°	122.6V	124V	1.4V	1.13%
Carga R y dos L en serie	70°	115.9V	118V	2.1V	1.78%
Carga R y dos L en paralelo	5°	122.4V	124V	1.6V	1.29%

Tabla 3.2. Errores en la medición de corriente

Corriente					
Carga del sistema	Ángulo de disparo	Prototipo	Multímetro digital	Error absoluto	Error relativo
Carga R	0°	0.324A	0.322A	0.002A	0.621%
Dos cargas R en serie	50°	0.226A	0.212A	0.014A	6.60%
Dos cargas R en paralelo	30°	0.646A	0.620A	0.026A	4.19%
Carga R – L	16°	0.312A	0.308A	0.004A	1.29%
Carga R y dos L en serie	70°	0.275A	0.267A	0.008A	2.99%

Carga R y dos L en paralelo	5°	0.319A	0.320A	0.001A	0.313%
-----------------------------	----	--------	--------	--------	--------

Tabla 3.3. Errores en la medición de factor de potencia

Factor de potencia					
Carga del sistema	Ángulo de disparo	Prototipo	Fasímetro	Error absoluto	Error relativo
Carga R	0°	1	1	0	0%
Dos cargas R en serie	50°	1	0.98	0.02	2.04%
Dos cargas R en paralelo	30°	1	0.99	0.01	1.01%
Carga R – L	16°	0.97	0.96	0.01	1.04%
Carga R y dos L en serie	70°	0.85	0.85	0	0%
Carga R y dos L en paralelo	5°	0.99	0.99	0	0%

3.2. CONCLUSIONES

El presente Trabajo de Integración Curricular se realizó bajo el desarrollo de diversas etapas correspondientes a la investigación, diseño, y pruebas que corroboren el funcionamiento de la implementación. De esta manera, con base en los capítulos que estructuran este proyecto se determinaron las siguientes conclusiones:

Fue posible cumplir con los objetivos, así como con el alcance del presente Trabajo de Integración Curricular a partir del estudio bibliográfico realizado debido a que la etapa de investigación permitió analizar, dimensionar y seleccionar los componentes adecuados para llevar a cabo el diseño e implementación del circuito de potencia, control, medición y comunicación remota del sistema.

Mediante la investigación de diversos semiconductores de potencia fue posible comprender el principio de operación de los dispositivos bidireccionales como es el caso del TRIAC, razón por la cual se pudo elegir un semiconductor y su circuito de acoplamiento adecuados para manejar cargas de corriente alterna (AC) con valores máximos de 120V @ 10A.

La implementación del prototipo de un interruptor controlado de estado sólido que cuenta con un sistema de medición de voltaje, corriente y factor de potencia ha permitido manejar distintos perfiles de carga de manera efectiva considerando la presencia de un ángulo de extinción cuando se establece su funcionamiento ante cargas que presenta un componente inductivo.

Se llevó a cabo el diseño del prototipo utilizando el microcontrolador ESP32, el mismo que tiene integrado un módulo de comunicación WIFI que permitió la interacción remota con la interfaz desarrollada en la aplicación Android denominada Arduino IoT Cloud Remote con la finalidad de controlar de manera inalámbrica el interruptor de estado sólido y adquirir la información del sistema de medición de potencia.

Se logró analizar y comprender que la comunicación inalámbrica por medio de WIFI presenta diversas ventajas entre las que se destaca la posibilidad de generar un ambiente inteligente puesto que utiliza el Internet como un medio para conectar dispositivos y objetos de la vida cotidiana para gestionar su funcionamiento mientras se brinda una mayor comodidad al usuario y se adecua a las exigencias de las tecnologías emergentes tales como la inteligencia artificial.

El módulo de medición PZEM-004T V3.0 mostró un desempeño correcto dado que se obtuvieron valores cercanos a los reales haciendo que los errores no sean significativamente altos y, además, es preciso resaltar que su uso es sencillo al emplear una comunicación serial UART que es compatible con la mayoría de microcontroladores.

De manera adicional a los objetivos y el alcance del proyecto, es preciso resaltar que se ha utilizado el software Arduino Cloud que permite realizar el accionamiento y monitoreo remoto del prototipo mediante un navegador web de tal manera que es posible controlar el relé de estado sólido y su sistema de medición de potencia ya sea desde una aplicación Android o desde una PC siempre y cuando se cuente con acceso a Internet.

3.3. RECOMENDACIONES

Para aplicaciones con baja frecuencia de conmutación, como el prototipo implementado en este proyecto, se recomienda el uso del TRIAC o dos SCR conectados en antiparalelo. Esto debido a que su circuito de disparo es más sencillo puesto que utiliza una sola señal de control y no se requiere de elementos adicionales como puentes de diodos para generar un dispositivo bidireccional como es el caso del MOSFET.

Para el desarrollo de la aplicación Android es recomendable utilizar un software que cuente con su propia nube para el almacenamiento de información, pues caso contrario es completamente necesario desarrollar una base de datos y acceder a un servidor.

Es importante realizar el adecuado aislamiento entre los circuitos de control y potencia con el objetivo de evitar que se presenten daños en los circuitos lógicos en caso de una falla en el sistema de potencia.

Para la detección de cruces por cero es importante el uso de timers en el microcontrolador puesto que estos son más exactos al contar el tiempo de un semiciclo de la onda sinusoidal de la red eléctrica.

Es recomendable que al momento de iniciar el funcionamiento del prototipo primero se encienda el circuito de control y luego se proceda a alimentar el circuito de potencia. Por otra parte, durante el apagado primero se desconecte el circuito de potencia y, por último, se quite la alimentación del circuito de control.

Se recomienda evitar variaciones bruscas del ángulo de disparo debido a que este escenario puede generar picos de corriente elevados que causen daños en los dispositivos que conforman los circuitos del prototipo.

4. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Revista Electroindustria, «¿Qué es un relé de estado sólido?,» 2020. [En línea]. Available: <https://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=3691&ni=que-es-un-rele-de-estado-solido#>. [Último acceso: 18 Julio 2023].
- [2] GEYA, «Aplicaciones y usos de relés de estado sólido,» 2022. [En línea]. Available: <https://www.geya.net/es/8-solid-state-relay-applications-and-uses/#:~:text=Los%20rel%C3%A9s%20de%20estado%20s%C3%B3lido%20se%20utilizan%20ampliamente%20en%20los,se%20pueden%20utilizar%20otros%20dispositivos..> [Último acceso: 18 Julio 2023].
- [3] Cerem Comunicación, «POR QUÉ EL INTERNET DE LAS COSAS (IOT) PROMETE CAMBIAR LA VIDA DEL SER HUMANO,» 2022. [En línea]. Available: <https://www.cerem.es/blog/porque-el-internet-de-las-cosas-iot-promete-cambiar-la-vida-del-ser-humano#:~:text=Con%20IoT%20se%20puede%20programar,las%20personas%20a%20nivel%20mundial.> [Último acceso: 18 Julio 2023].
- [4] K. Shaw, «¿Qué es el Wi-Fi y por qué es tan importante?,» 2020. [En línea]. Available: <https://www.computerworld.es/telecomunicaciones/que-es-el-wifi-y-porque-es-tan-importante.> [Último acceso: 18 Julio 2023].
- [5] OMEGA, «Relés de Estado Sólido,» 2021. [En línea]. Available: https://es.omega.com/temperature/pdf/SSRL240_660.pdf. [Último acceso: 19 Septiembre 2023].
- [6] Crydom SSR Ltd., «Output Switching Functions of Solid-State Relays,» 2011. [En línea]. Available: <https://www.digikey.com/es/pdf/c/crydom/solid-statements-august-2011.> [Último acceso: 19 Septiembre 2023].
- [7] B. Schweber, «Cómo regular la corriente o el voltaje de forma segura y eficiente con los SSR,» DigiKEY, 26 Febrero 2019. [En línea]. Available: <https://www.digikey.com/es/articles/how-to-safely-and-efficiently-switch-current-or-voltage-using-ssrs.> [Último acceso: 19 Septiembre 2023].
- [8] M. González, «Dispositivos semiconductores de potencia,» 2015. [En línea]. Available: <http://orga.blog.unq.edu.ar/wp->

content/uploads/sites/71/2015/06/Dispositivos-de-potencia.pdf. [Último acceso: 30 Septiembre 2023].

- [9] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, *Electrónica de Potencia: Convertidores, Aplicaciones y Diseño*, Tercera ed., México, D.C.: Mac Graw-Hill, 2009, pp. 165-170, 323.
- [10] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Segunda ed., Naucalpan de Juárez: PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA, 1995.
- [11] F. Silva, «Inversor Cuasi-cuadrado Trifásico,» Escuela Politécnica Nacional , Quito, 1998.
- [12] Universidad de Valencia, «Introducción a los Sistemas de Potencia,» [En línea]. Available: <https://www.uv.es/emaset/descargas/IEP1-0506.PDF>. [Último acceso: 13 Octubre 2023].
- [13] W. Muñoz y T. Revelo, «Construcción de un módulo didáctico para el control electrónico de potencia utilizando GTO,» Escuela Politécnica Nacional , Quito, 2012.
- [14] D. Casa, «Módulo didáctico para control electrónico de potencia del Triac,» Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2007.
- [15] D. Valle, «Diseño, simulación y control de temperatura de un horno eléctrico empleando resistencias - control electrónico al lado AC,» Escuela Politécnica Nacional , Quito, 2022.
- [16] Fairchild Semiconductor, «Diseño del snubber del resistor/capacitor para interruptores,» DigiKey, 6 Agosto 2014. [En línea]. Available: <https://www.digikey.com/es/articles/resistor-capacitor-rc-snubber-design-for-power-switches>. [Último acceso: 13 Noviembre 2023].
- [17] Cornell Dubilier, «Application Guide Snubber Capacitors,» [En línea]. Available: <https://www.cde.com/resources/technical-papers/igbtAPPguide.pdf>. [Último acceso: 13 Noviembre 2023].

- [18] A. Méndez, «Disipadores térmicos para dispositivos electrónicos,» Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2016.
- [19] DISIPA, «Catálogo General 3.0,» 2019. [En línea]. Available: <https://disipa.net/catalogos-1>. [Último acceso: 14 Noviembre 2023].
- [20] D. Tapia, «Investigación e implementación de Servicios de Telecomunicaciones de Banda Ancha basados en tecnología inalámbrica Wimax,» Universidad Internacional SEK, Quito, 2009.
- [21] C. Rivadeneira, «Diseño de una red inalámbrica con tecnología WI-FI para el cyber café @LEJONET,» Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2008.
- [22] Intel Corporation, «Diferentes protocolos de Wi-Fi y velocidades de datos,» 2021. [En línea]. Available: <https://www.intel.la/content/www/xl/es/support/articles/000005725/wireless/legacy-intel-wireless-products.html>. [Último acceso: 17 Noviembre 2023].
- [23] Philips Semiconductors, «Triacs BT138 series,» 1997. [En línea]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/16781/PHILIPS/BT138.html>. [Último acceso: 21 Noviembre 2023].
- [24] STMicroelectronics, «AN439 Application note: Snubberless™ and logic level TRIAC behavior at turn-off,» 2008. [En línea]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/an439-snubberless-and-logic-level-triac-behavior-at-turnoff-stmicroelectronics.pdf. [Último acceso: 21 Noviembre 2023].
- [25] OMRON ELECTRONICS S.A., «GUÍA RÁPIDA RELÉS DE ESTADO SÓLIDO SSRs,» Barcelona, 2012.
- [26] Philips Semiconductors, «AN10384 Triacs: How to calculate power and predict Tjmax,» 2005. [En línea]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/1760767.pdf>. [Último acceso: 22 Noviembre 2023].
- [27] E. Dillon y P. Palma, «Diseño de un sistema automático de regulación de voltaje y frecuencia generados por una micro-central hidro-eléctrica,» Escuela Politécnica Nacional, Quito, 2014.

- [28] Peacefair Electronic Technology, «PZEM-004T V3.0 User Manual,» [En línea]. Available: <http://en.peacefair.cn/products/3487.html>. [Último acceso: 24 Noviembre 2023].
- [29] O. Weis, «Guía de la comunicación RS485,» Electronic Team, Inc., 2021. [En línea]. Available: [https://www.eltima.com/es/article/rs485-communication-guide/#:~:text=RS%2D485%20\(actualmente%20conocido%20como,de%20la%20interfaz%20RS%2D232..](https://www.eltima.com/es/article/rs485-communication-guide/#:~:text=RS%2D485%20(actualmente%20conocido%20como,de%20la%20interfaz%20RS%2D232..) [Último acceso: 26 Noviembre 2023].
- [30] Rohde & Schwarz, «Entendiendo el UART,» 2020. [En línea]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/lat/productos/prueba-y-medicion/essentials-test-equipment/digital-oscilloscopes/entendiendo-el-uart_254524.html#gallery-5. [Último acceso: 26 Noviembre 2023].
- [31] Espressif Systems, «ESP32 ESP-IDF Programming Guide,» 2023. [En línea]. Available: <https://docs.espressif.com/projects/esp-idf/en/latest/esp32/esp-idf-en-master-esp32.pdf>. [Último acceso: 26 Noviembre 2023].

5. ANEXOS

ANEXO I. Manual de Usuario

ANEXO II. Diseño de la estructura del prototipo

ANEXO III. Esquemático y PCB

ANEXO IV. Costo del prototipo

ANEXO V. Hojas de datos

ANEXO I. MANUAL DE USUARIO

Es fundamental mencionar que el prototipo debe ser operado por un usuario después de haber leído las indicaciones y sugerencias que se presentan en este manual. En caso de un arreglo o modificación se debe comprobar que el elemento usado para reemplazo cumpla con los requerimientos presentados en los diseños del sistema. Adicionalmente, se recomienda no abrir la estructura del prototipo cuando se encuentre en funcionamiento, salvo que sea por mantenimiento.

I.1. DESCRIPCIÓN DEL PROTOTIPO

El prototipo del relé controlado de estado sólido se encuentra diseñado para manejar cargas de AC con valores RMS máximos de 120V @ 10A. Este dispositivo presenta la capacidad de regular el valor eficaz del voltaje en la carga de tal manera que se puede utilizar en la variación de la intensidad de bombillas, el control de potencia de calentadores resistivos, entre otras aplicaciones. Adicionalmente, este sistema cuenta con un módulo de medición de variables eléctricas tales como el voltaje, la corriente y el factor de potencia de la carga.

I.2. CARACTERÍSTICAS DE LA ALIMENTACIÓN DEL SISTEMA

El dispositivo requiere de dos tipos de alimentación:

- **Alimentación AC de 120V/60Hz:** Se utiliza como entrada al circuito de cruces por cero y también actúa como suministro para la carga del sistema.
- **Alimentación DC de 5V:** Se emplea para proporcionar energía al sistema microprocesado y la interfaz TTL del módulo de medición PZEM-004T V3.0.

I.3. SUGERENCIAS PARA LA UBICACIÓN DEL PROTOTIPO

El relé controlado de estado sólido puede ser ubicado en áreas exteriores o interiores; sin embargo, no se debe trabajar con el prototipo en ambientes en los que exista la posibilidad de la caída de líquidos o el ingreso de gases. El dispositivo puede ubicarse con una orientación vertical u horizontal, lo cual depende del espacio disponible y de la comodidad para la conexión de la alimentación tanto de AC como DC.

I.4. FUNCIONAMIENTO DEL SISTEMA

Para dar inicio al funcionamiento del relé controlado de estado sólido se requiere de un cierto número de pasos que son: conexión de la alimentación, conexión de la carga, ubicación del anillo toroidal tipo pinza y accionamiento remoto desde la aplicación Android. El último paso se trata a detalle en el apartado I.5.

I.4.1. CONEXIÓN DE LA ALIMENTACIÓN DEL PROTOTIPO

En la estructura que contiene la PCB del relé de estado sólido se encuentra ubicado un jack de AC con portafusible donde se debe conectar la red eléctrica de 120V/60Hz. Una vez realizada esta conexión, es necesario colocar el interruptor principal en la posición de encendido con la finalidad de permitir el paso de la alimentación AC al circuito detector de cruces por cero y hacia el suministro de la carga del sistema. Cabe mencionar que el interruptor se encuentra ubicado junto al jack de AC como se presenta en la Figura I.1.

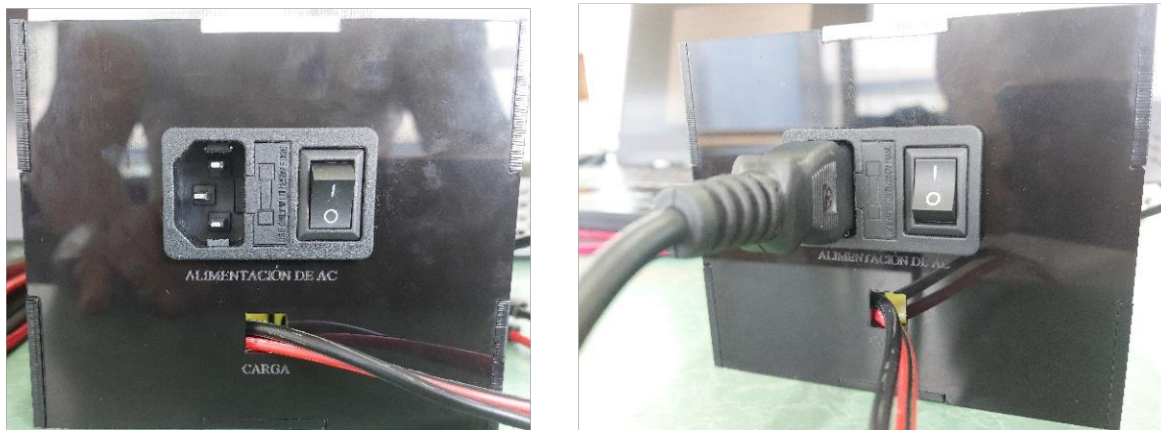


Figura I.1. Conexión de la alimentación AC

Después de haber establecido la conexión de la red eléctrica, se debe conectar la alimentación DC de 5V. Para ello, es preciso utilizar una fuente externa que cuente con un plug de 2.1mm, el mismo que ingresa en el jack hembra de DC que está ubicado en la PCB. Es fundamental tener en cuenta que el **cable rojo** corresponde al **positivo (+)** de la alimentación DC y el **cable negro** es el terminal **negativo (-)**. También es posible utilizar el puerto micro USB con un cargador de 5V. El usuario debe verificar que el LED del microcontrolador se encienda (ver Figura I.2).

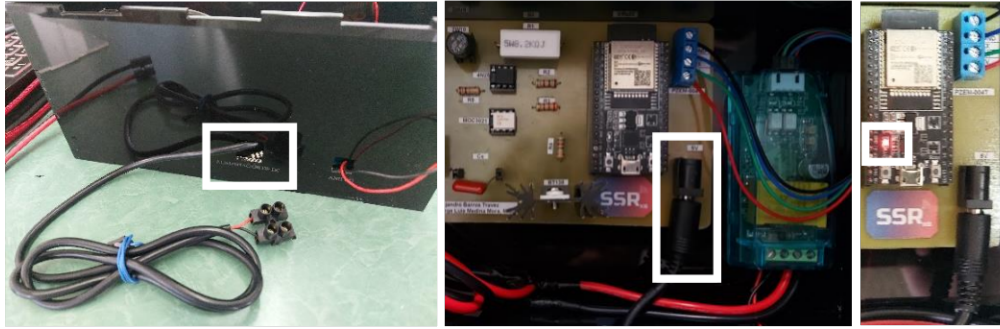


Figura I.2. Conexión de la alimentación DC

Al completar estos pasos, se requiere la espera de un tiempo aproximado de al menos un minuto para que el prototipo se conecte a la red WIFI y, en consecuencia, se pueda accionar de forma remota mediante la aplicación.

I.4.2. CONEXIÓN DE LA CARGA DEL SISTEMA

La PCB del relé de estado sólido cuenta con dos borneras en las cuales se debe conectar la carga del sistema. De esta manera, únicamente se requiere atornillar los cables correspondientes a dicha carga hacia las terminales que se han ubicado fuera de la estructura del prototipo como se observa en la Figura I.3.

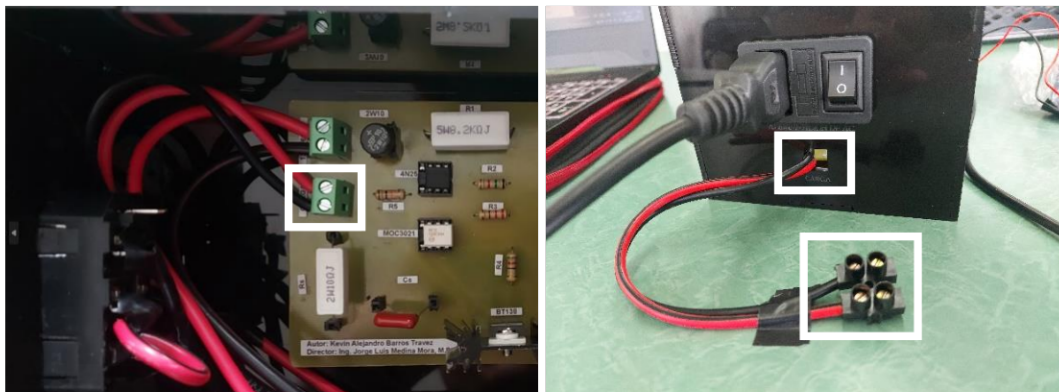


Figura I.3. Conexión de la carga a las borneras de la PCB

I.4.3. UBICACIÓN DEL ANILLO TOROIDAL TIPO PINZA

El anillo toroidal tipo pinza es el componente del sistema de medición de variables eléctricas que permite sensar la corriente de la carga a través de la interacción con el campo magnético. Este elemento se debe ubicar alrededor de uno de los conductores del circuito como se muestra en la Figura I.4.

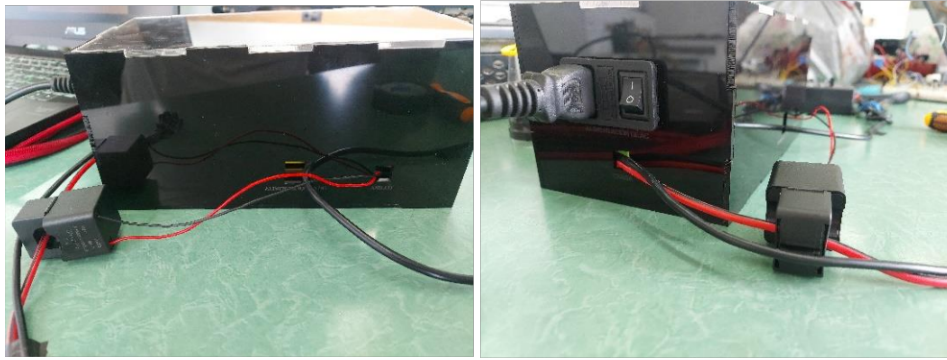


Figura I.4. Ubicación del anillo toroidal tipo pinza para medición de corriente

Después de haber realizado los pasos previamente descritos, es posible utilizar la aplicación Android como se describe en el siguiente apartado.

I.5. USO DE LA APLICACIÓN ANDROID

En primera instancia, es fundamental contar con la aplicación Android llamada **Arduino IoT Cloud Remote**, la misma que se encuentra disponible y es de acceso gratis mediante **Play Store**. Una vez que se encuentre la aplicación es necesario descargarla en el teléfono móvil presionando el botón **Instalar** como se muestra en la Figura I.5.

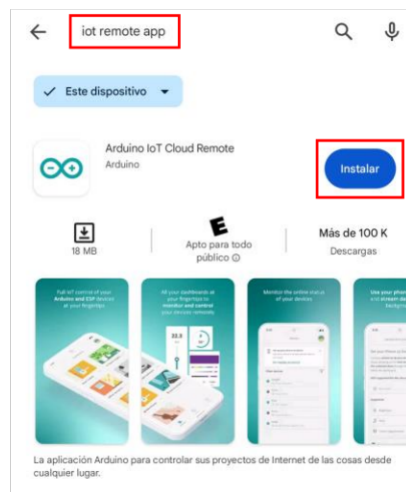


Figura I.5. Búsqueda de la aplicación en Play Store

Cuando se termine la instalación, se debe abrir la aplicación y se observarán distintas ventanas (ver Figura I.6) que ofrecen una introducción a las funcionalidades de la misma. Se debe deslizar hacia la izquierda hasta llegar a la última ventana en la que se muestra el botón **Continue** y presionarlo.

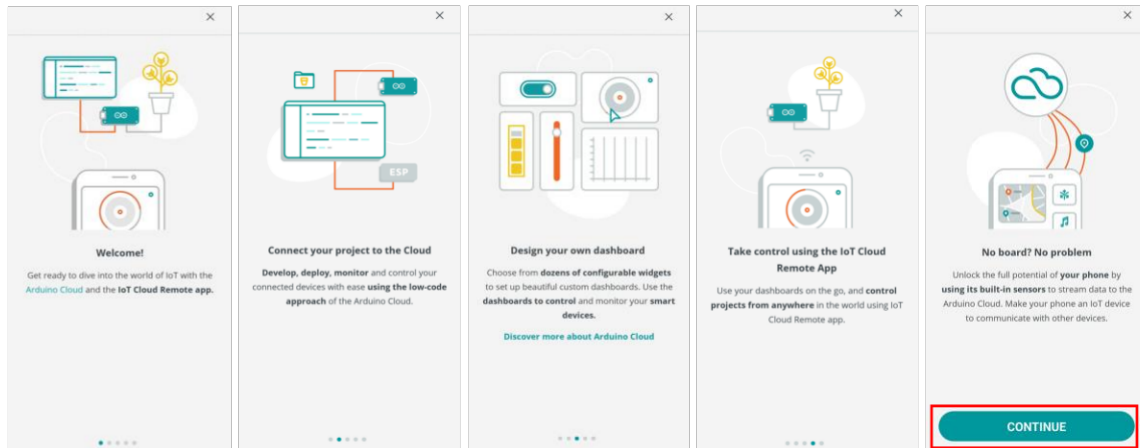


Figura I.6. Pantallas de presentación de la aplicación

Posteriormente, se visualizará la ventana de inicio de sesión de la Figura I.7, en la cual se deben ingresar las credenciales (Usuario y Contraseña) correspondientes a la cuenta con la que se registró el prototipo.

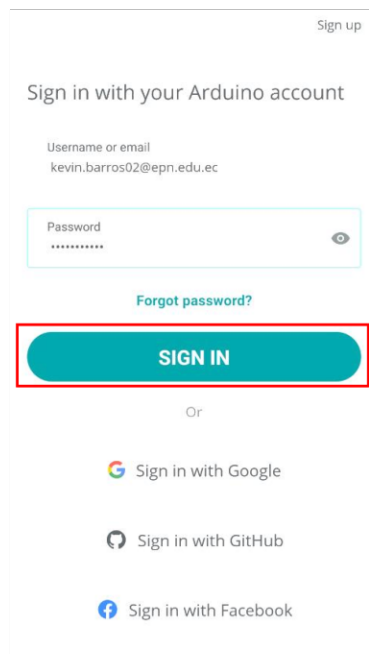


Figura I.7. Inicio de sesión de la aplicación

A continuación, se presenta una ventana denominada **Dashboards**, la cual se abre por defecto; sin embargo, en la parte inferior de la misma también se tiene la opción de acceder a los dispositivos registrados por medio de la opción **Devices** como se visualiza en la Figura I.8.

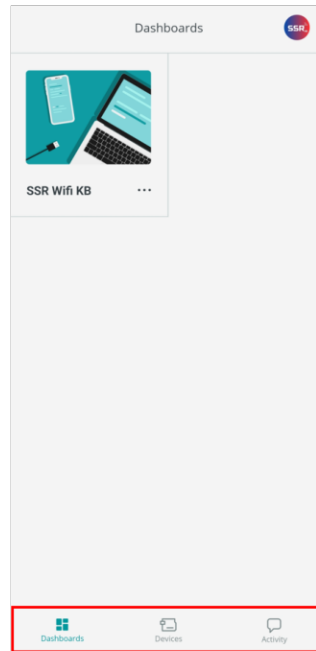


Figura I.8. Ventana Dashboards de la aplicación

En la ventana **Devices** (ver Figura I.9) es posible observar los dispositivos que se encuentran vinculados a la cuenta de Arduino Cloud con la que se inició la sesión. Al seleccionar el dispositivo, se puede obtener información de interés tal como: el estado (Status), es decir, si se encuentra conectado a la red WIFI; la fecha y hora de la última vez que el dispositivo estuvo en línea con la aplicación (Last activity).

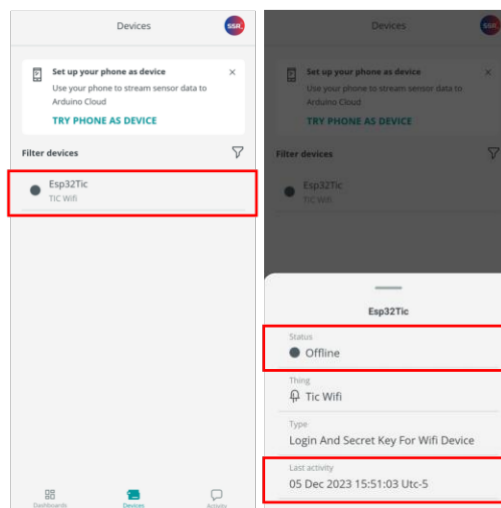


Figura I.9. Información del dispositivo en la ventana Devices

Ahora bien, para abrir la interfaz diseñada es necesario retornar a la ventana de **Dashboards** y seleccionar el boceto que tiene el nombre **SSR Wifi KB** como se visualiza en la Figura I.10.

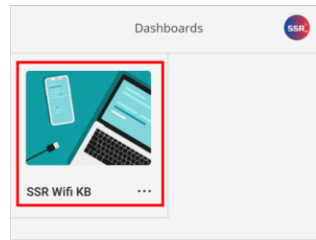


Figura I.10. Selección de la interfaz de la aplicación desarrollada

Al seleccionar la interfaz, se abre una nueva ventana en la que se pueden observar y manipular los distintos cuadros de mandos (ver Figura I.11) que se describen a continuación por secciones.

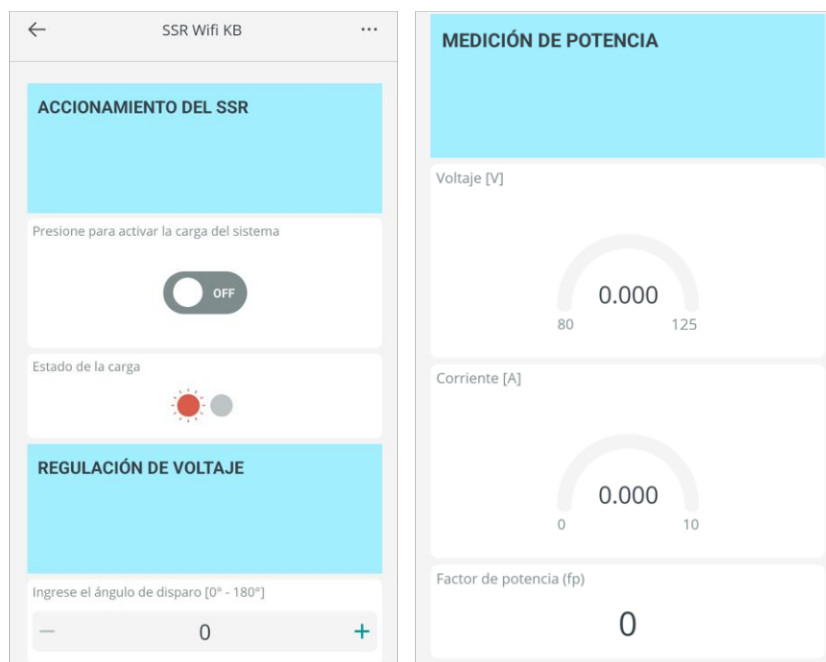


Figura I.11. Interfaz de aplicación desarrollada

I.6.1. SECCIÓN PARA EL ACCIONAMIENTO DEL RELÉ DE ESTADO SÓLIDO

En esta sección se puede controlar el encendido y apagado de la carga del sistema, así como también se puede visualizar su estado (ver Figura I.12). Para ello, se debe presionar el interruptor de la aplicación para que cambie de posición y permita que el voltaje pase hacia la carga. Visualmente el interruptor cambiará de color y la palabra **OFF** será reemplazada por **ON**.



Figura I.12. Sección de la interfaz destinada al control ON/OFF de la carga del sistema

I.6.2. SECCIÓN PARA EL CONTROL DE VOLTAJE EN LA CARGA

En esta sección se puede controlar el ángulo de disparo del TRIAC. Para modificar el valor se deben presionar los botones +/- con la finalidad de aumentar o disminuir dicho ángulo como se muestra en la Figura I.13. Es importante considerar que el valor de 0° significa que la carga se encuentra completamente encendida mientras que en los 180° se apaga. Adicionalmente, cabe destacar que al presionar los botones se incrementa o reduce una unidad; sin embargo, para moverse en intervalos de 10 unidades se debe mantener presionado el botón deseado por unos segundos hasta que cambie el valor.

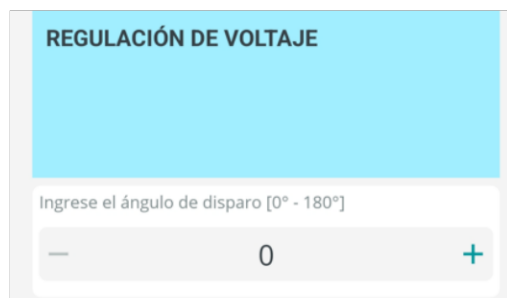


Figura I.13. Sección de la interfaz destinada a la modificación del ángulo de disparo

I.6.3. SECCIÓN PARA LA MEDICIÓN DE VARIABLES ELÉCTRICAS

En esta sección se muestran dos diales y un indicador numérico (ver Figura I.14) que presentan los valores de voltaje, corriente y factor de potencia que se miden en la carga mediante la implementación del módulo PZEM-004T V3.0. Es preciso mencionar que los tres valores son flotantes, es decir que se mostrarán con decimales.

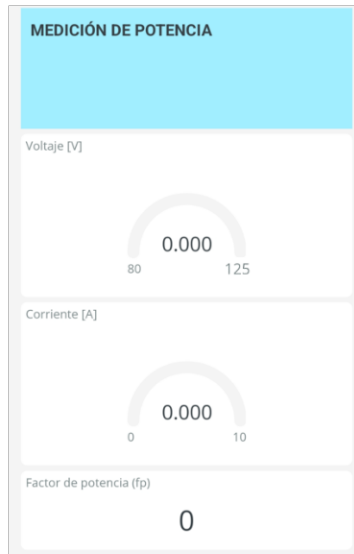


Figura I.14. Sección de la interfaz destinada a la medición de potencia

Como un adicional es importante mencionar que también se tiene la posibilidad de acceder a la aplicación remota mediante **un navegador web**. Para ello, se debe acceder a la dirección <https://login.arduino.cc/> e iniciar la sesión utilizando la cuenta de Arduino Cloud (ver Figura I.15).

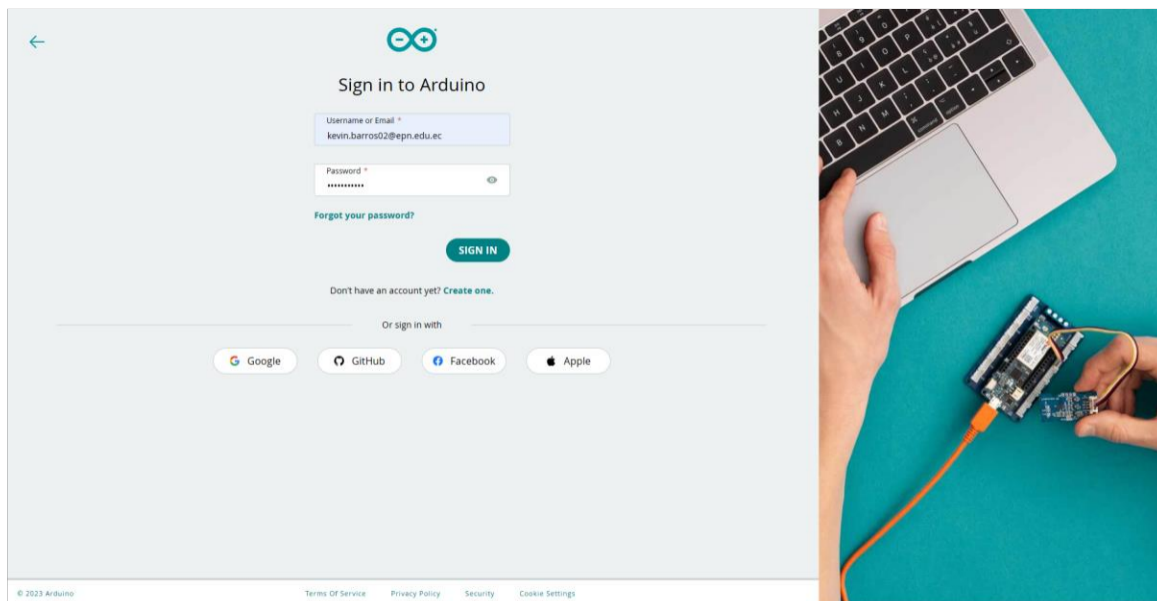


Figura I.15. Inicio de sesión desde un navegador web

Posteriormente, es preciso dirigirse a la sección denominada **Dashboards** y elegir la interfaz que tiene el nombre **SSR Wifi KB** (ver Figura I.16). Cabe manifestar que el funcionamiento del boceto es igual al descrito para la aplicación Android con la única

diferencia que la modificación del ángulo de disparo también se puede ingresar por medio del teclado.

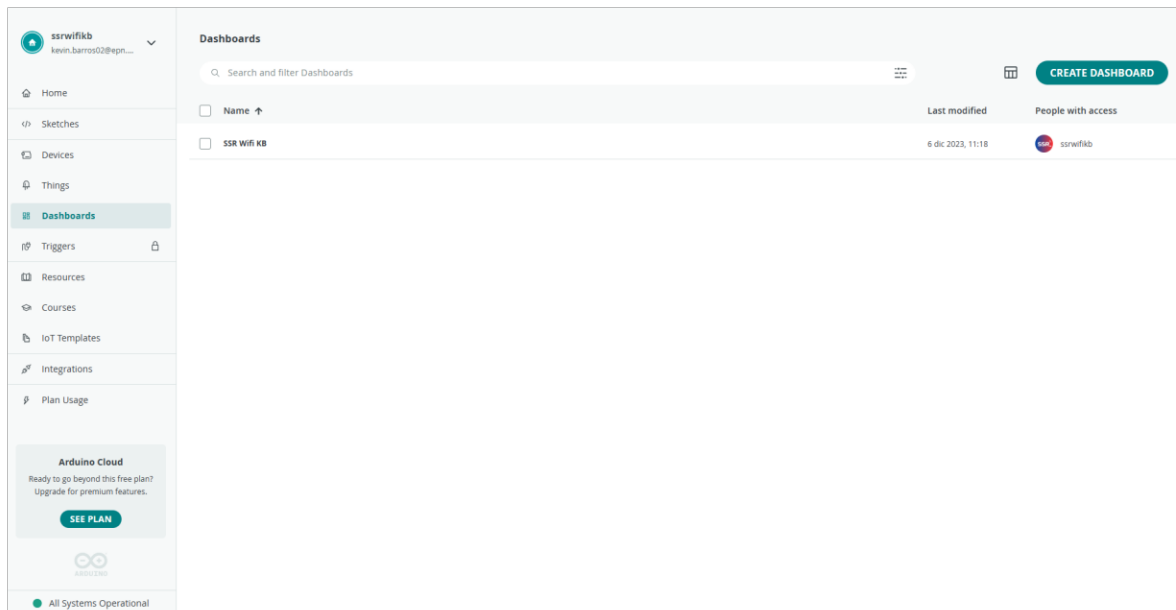


Figura I.16. Selección de la interfaz desde un navegador web

I.6. MANTENIMIENTO DEL PROTOTIPO

Para el mantenimiento del prototipo se recomienda realizar revisiones periódicas de las conexiones que se ubican en el interior de la estructura. Esto permitirá identificar posibles anomalías en el funcionamiento del sistema y, en consecuencia, tomar acciones correctivas previamente a que se generen daños en el dispositivo. Es importante considerar estas conexiones dado que corresponden a los cables que relacionan la red eléctrica con los terminales de potencia del módulo de medición PZEM-004T V3.0. Asimismo, se debe inspeccionar el estado en el que se encuentra el anillo toroidal tipo pinza, es decir que es necesario observar si requiere un cambio de este componente con el objetivo de evitar que se adquieran medidas erróneas de corriente.

Por otro lado, es preciso inspeccionar que la estructura se mantenga sólida y que los elementos de protección (switch y fusible) se encuentren funcionales. Caso contrario, deben ser reemplazados.

Adicionalmente, si se presentan fallas en la operación del sistema se recomienda realizar mediciones de continuidad en los elementos de la PCB desconectando todo el prototipo.

I.7 PROTOCOLOS EN CASO DE FALLAS DEL SISTEMA

Es importante tener en cuenta las posibles fallas e inconvenientes (ver Tabla I.1) que se pueden presentar en el prototipo, así como la forma de actuar ante estos.

Tabla I.1. Posibles inconvenientes en el relé controlado de estado sólido

Inconveniente/Problema	Solución
No funciona la alimentación AC	<p>Inspeccionar si el fusible de protección se encuentra en buen estado. Si se ha fundido es necesario cambiarlo.</p> <p>Verificar que la posición del switch principal permita el paso de la corriente, es decir que esté en posición de encendido.</p> <p>Revisar que el conector de AC no tenga daños mediante mediciones de continuidad.</p>
No funciona la alimentación DC	<p>Asegurarse de que la fuente externa de 5VDC esté entregando el voltaje requerido.</p> <p>Verificar que el jack de la PCB se encuentre funcional.</p>
No se realiza el control AC	<p>Con un osciloscopio, inspeccionar la salida del circuito detector de cruces por cero, así como también revisar la señal de disparo que envía el microcontrolador. Para ello, abrir la estructura y manipular el prototipo energizado tanto en AC como en DC.</p> <p>Verificar las alimentaciones, principalmente la alimentación AC para asegurar la sincronización con la red eléctrica.</p>
No se tiene comunicación con la aplicación Android	<p>Revisar que la red WIFI a la que se encuentre conectado el prototipo cuente con acceso a Internet.</p> <p>Verificar que las credenciales de la red WIFI se encuentre correctamente escritas.</p> <p>Asegurarse de que el microcontrolador se conectó a la red WIFI por medio de la aplicación.</p>

	<p>Cargar nuevamente el programa al sistema microprocesado considerando las soluciones anteriores.</p> <p>Cerrar por completo la aplicación y volverla abrir.</p>
<p>No se obtienen mediciones de las variables eléctricas</p>	<p>Inspeccionar que la alimentación DC de 5V se encuentre activa.</p> <p>Asegurarse de tener una correcta conexión del módulo PZEM-004T V3.0 hacia las borneras de la PCB. Apretar los tornillos de las borneras con un destornillador de punta plana.</p>

ANEXO II. DISEÑO DE LA ESTRUCTURA DEL PROTOTIPO

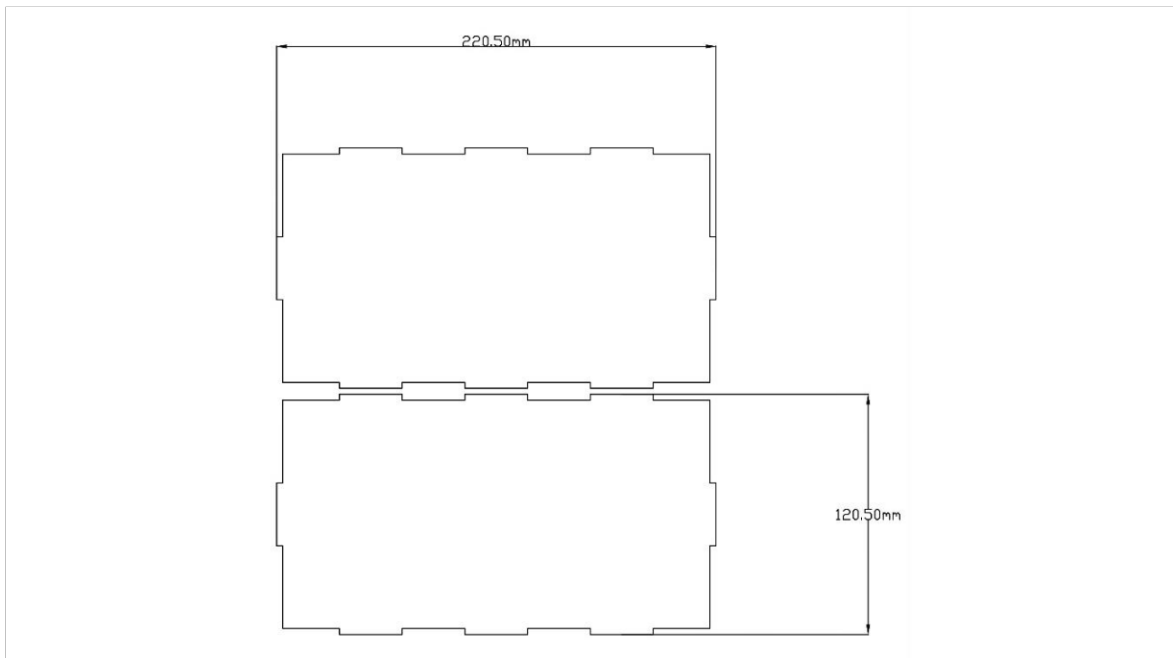


Figura II.1. Tapa y base de la estructura del prototipo

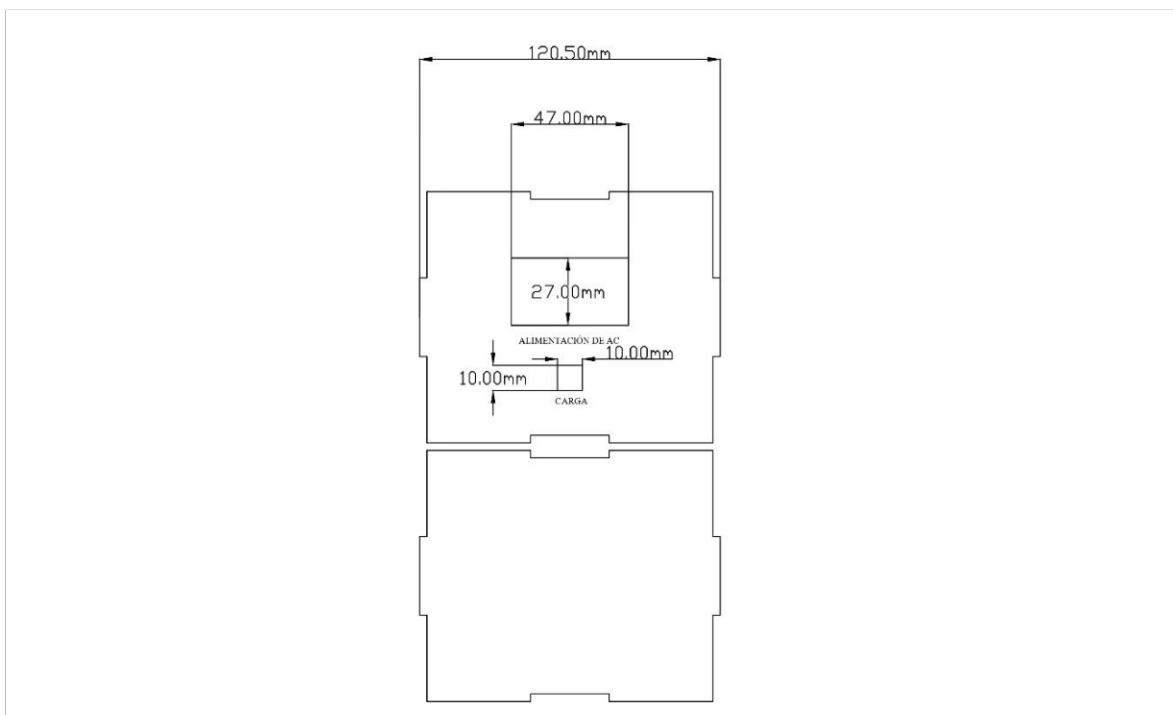


Figura II.2. Frente y posterior de la estructura del prototipo

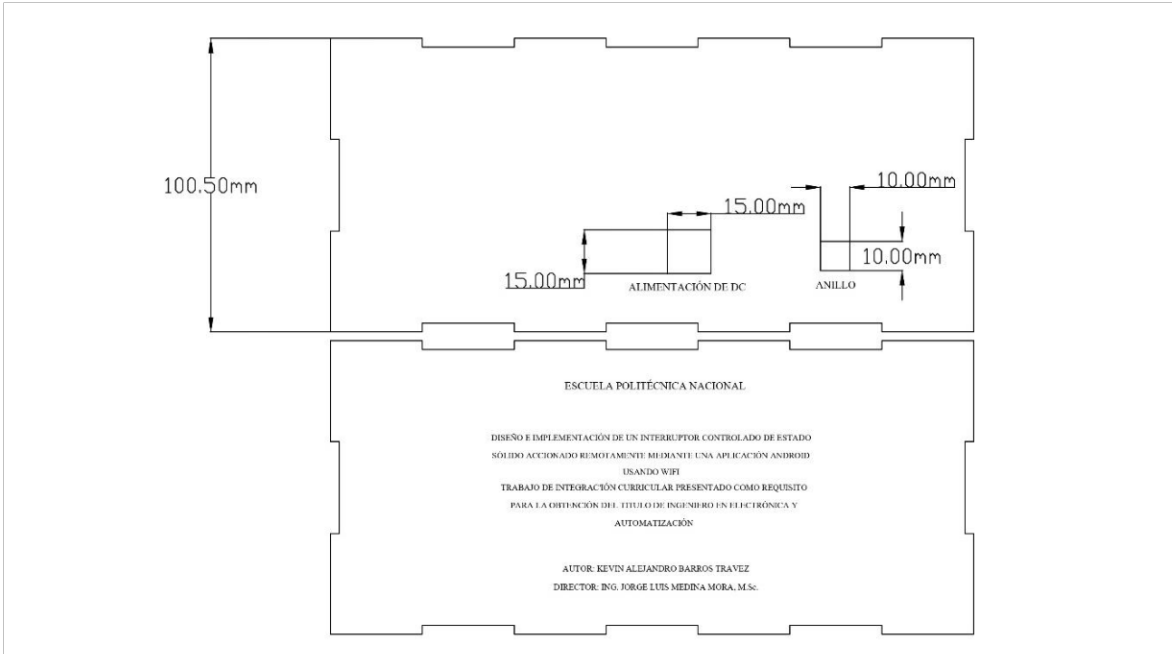


Figura II.3. Laterales de la estructura del prototipo

ANEXO III. ESQUEMÁTICO Y PCB

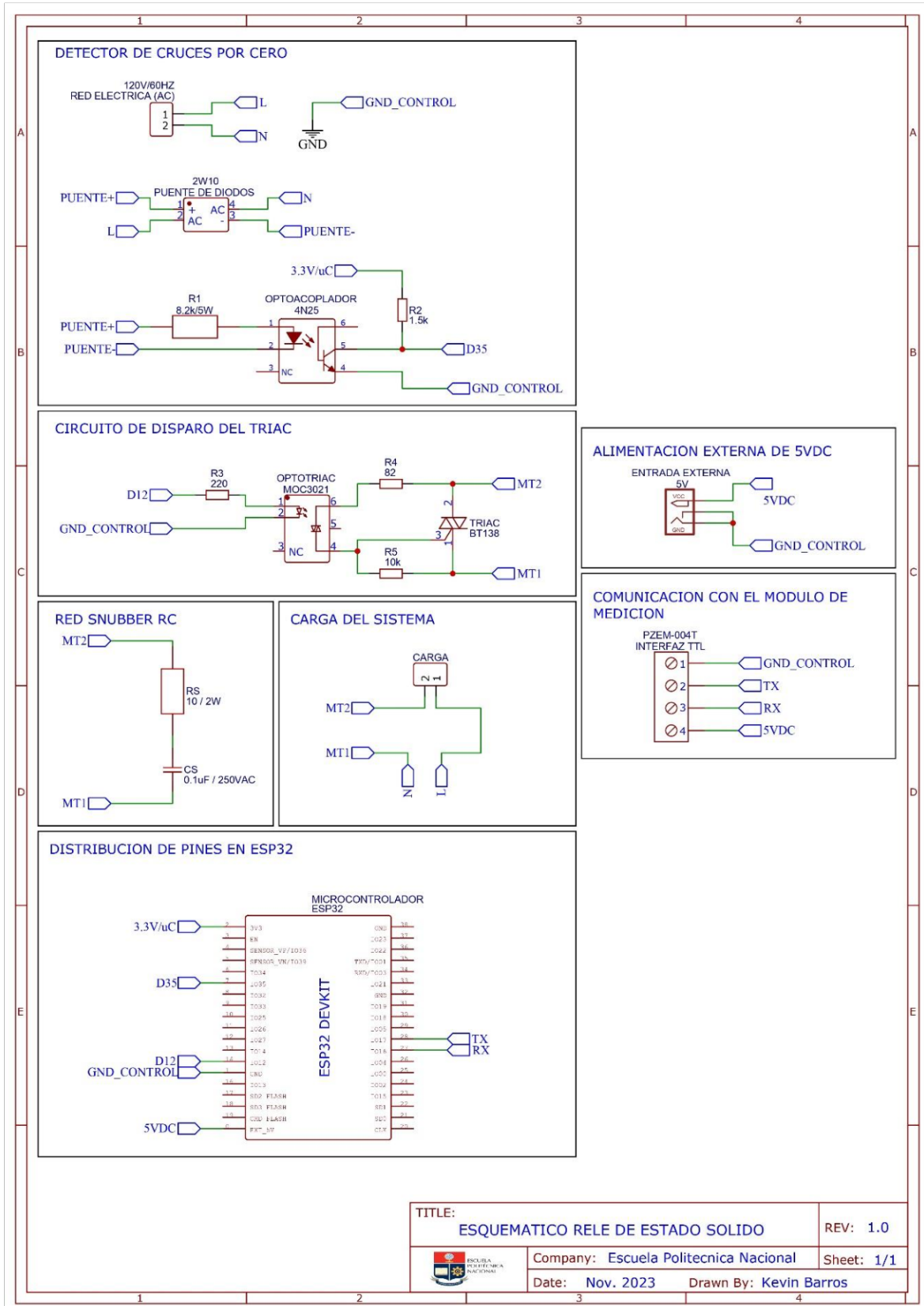


Figura III.1. Esquemático para la PCB del relé controlado de estado sólido

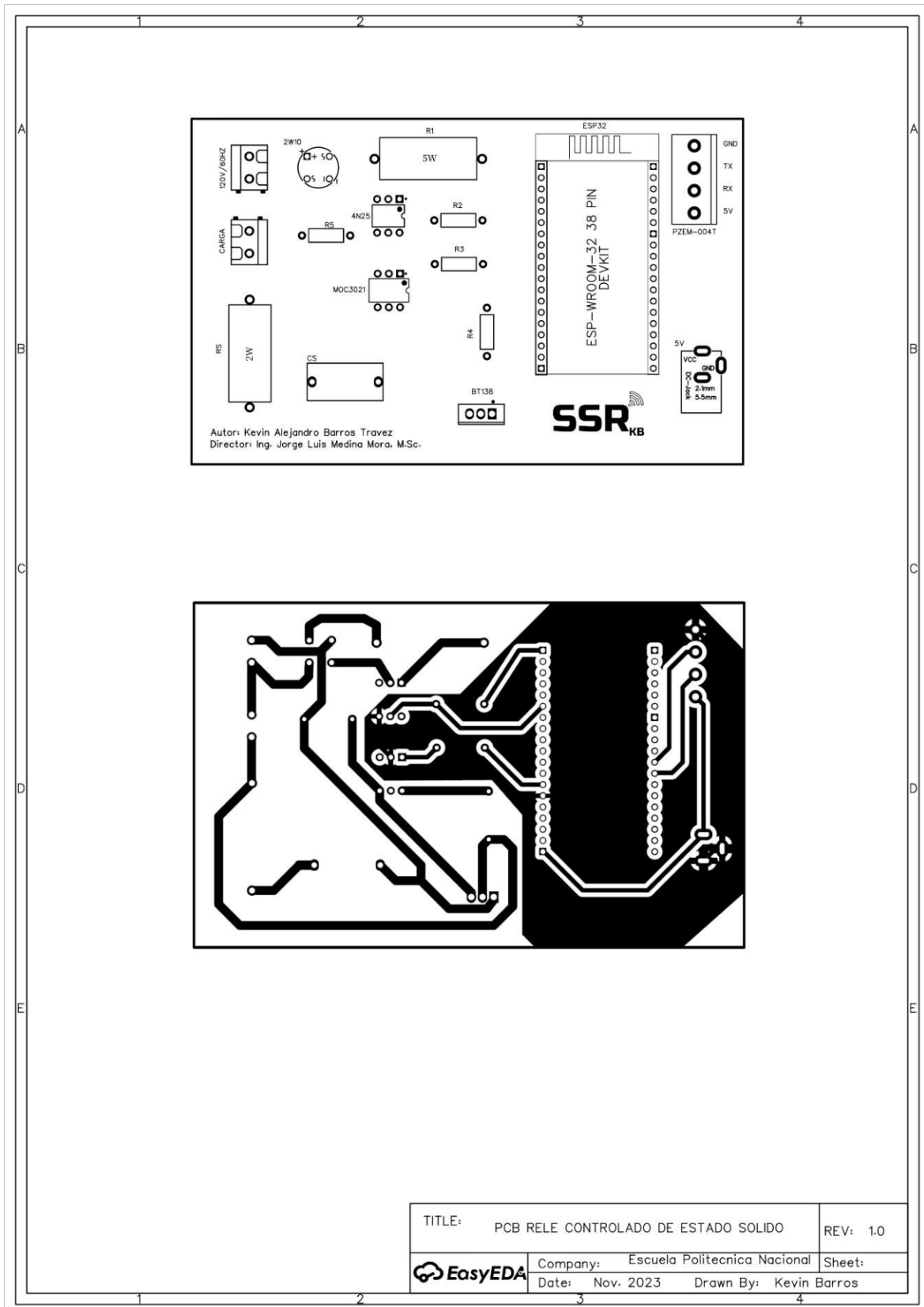


Figura III.2. Placa de circuito impreso (PCB) del relé controlado de estado sólido



Figura III.3. PCB física del relé controlado de estado sólido

ANEXO IV. COSTO DEL PROTOTIPO

Elemento	Descripción	Costo
Estructura	Comprende el corte en láser, el material correspondiente a la estructura de acrílico, conector para AC, cables con calibre 14 AWG, conectores de 20A para cable 14 AWG	\$32.42
Circuito de cruces por cero	Comprende un puente de diodos, resistencia de potencia de 5W, resistencia de 1/2W y un optoacoplador 4N25	\$1.87
Circuito del relé de estado sólido	Comprende resistencias de 1/2W, resistencia de potencia de 2W, capacitor de AC, optoacoplador MOC3021 y TRIAC BT138	\$3.79
Sistema microprocesado	Corresponde a la tarjeta de desarrollo ESP32	\$11.90
Sistema de medición de potencia	Corresponde al módulo de medición PZEM-004T V3.0	\$26
Placa de circuito impreso	Comprende placa de baquelita en fibra de vidrio con una capa de antisolder, zócalos y borneras	\$21.15
Costo de ingeniería*		\$960
Costo total		\$1057.13

*Para el costo de ingeniería se han considerado 240 horas efectivas de trabajo

ANEXO V. HOJAS DE DATOS

V.1. HOJA DE DATOS DEL OPTOACOPLADOR 4N25

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by 4N25/D



6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output

The 4N25/A, 4N26, 4N27 and 4N28 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Most Economical Optoisolator Choice for Medium Speed, Switching Applications
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Applications

- General Purpose Switching Circuits
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- I/O Interfacing
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V _R	3	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector Derate above 25°C	P _D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT TRANSISTOR			
Collector–Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter–Collector Voltage	V _{ECO}	7	Volts
Collector–Base Voltage	V _{CBO}	70	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED Derate above 25°C	P _D	150 1.76	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T _A	–55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T _{stg}	–55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.
GlobalOptoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

REV 5

□ Motorola, Inc. 1995

4N25*

4N25A*

4N26*

[CTR = 20% Min]

4N27

4N28

[CTR = 10% Min]

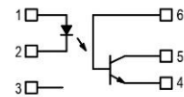
*Motorola Preferred Devices

STYLE 1 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A–04

SCHEMATIC



- PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE



4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit	
INPUT LED						
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$)	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	V_F	— — —	1.15 1.3 1.05	1.5 — —	Volts
Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$)		I_R	—	—	100	μA
Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)		C_J	—	18	—	pF
OUTPUT TRANSISTOR						
Collector–Emitter Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	4N25,25A,26,27 4N28	I_{CEO}	— —	1 1	50 100	nA
($V_{CE} = 10\text{ V}$, $T_A = 100^\circ\text{C}$)	All Devices	I_{CEO}	—	1	—	μA
Collector–Base Dark Current ($V_{CB} = 10\text{ V}$)		I_{CBO}	—	0.2	—	nA
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)		$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Collector–Base Breakdown Voltage ($I_C = 100\ \mu\text{A}$)		$V_{(BR)CBO}$	70	100	—	Volts
Emitter–Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\ \mu\text{A}$)		$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
DC Current Gain ($I_C = 2\text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{ V}$)		h_{FE}	—	500	—	—
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CE} = 0$)		C_{CE}	—	7	—	pF
Collector–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{CB} = 0$)		C_{CB}	—	19	—	pF
Emitter–Base Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$, $V_{EB} = 0$)		C_{EB}	—	9	—	pF
COUPLED						
Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$)	4N25,25A,26 4N27,28	I_C (CTR) ⁽²⁾	2 (20) 1 (10)	7 (70) 5 (50)	— —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 2\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$)		$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.5	Volts
Turn–On Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾		t_{on}	—	2.8	—	μs
Turn–Off Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾		t_{off}	—	4.5	—	μs
Rise Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾		t_r	—	1.2	—	μs
Fall Time ($I_F = 10\text{ mA}$, $V_{CC} = 10\text{ V}$, $R_L = 100\ \Omega$) ⁽³⁾		t_f	—	1.3	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$) ⁽⁴⁾		V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$) ⁽⁴⁾		R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$) ⁽⁴⁾		C_{ISO}	—	0.2	—	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 11.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

TYPICAL CHARACTERISTICS

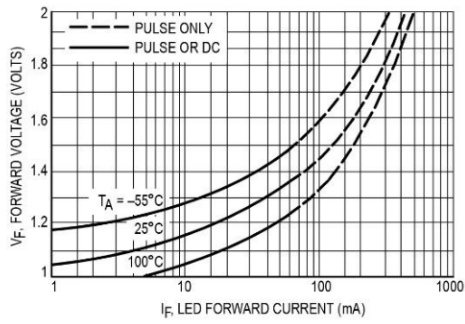


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

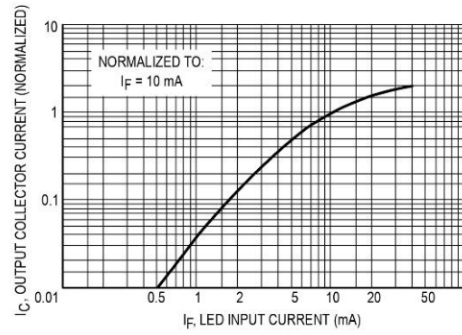


Figure 2. Output Current versus Input Current

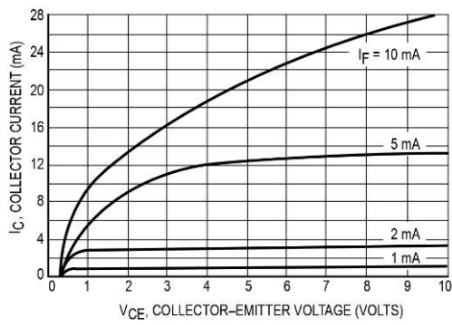


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

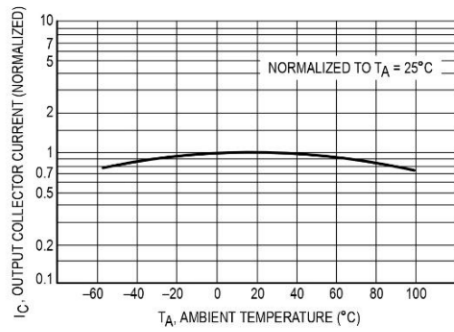


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

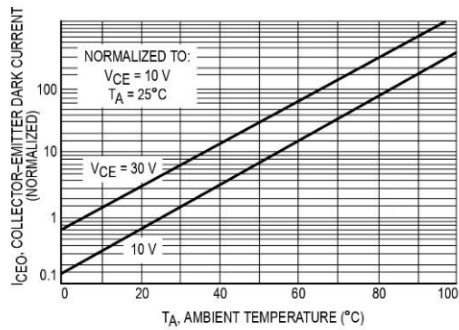


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

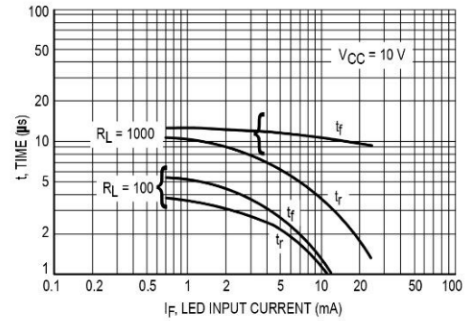


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)

4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

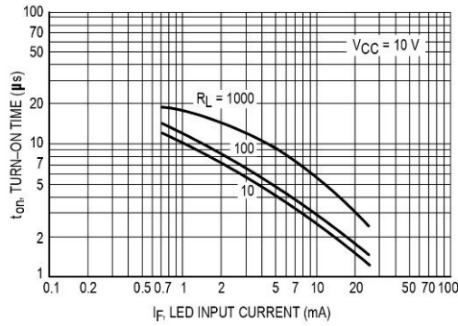


Figure 7. Turn-On Switching Times (Typical Values)

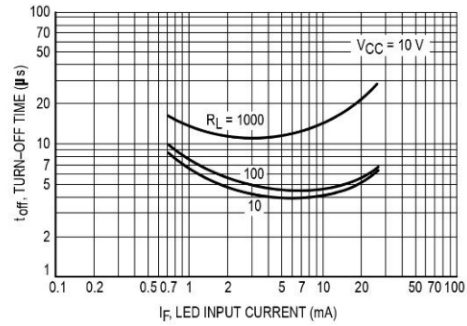


Figure 8. Turn-Off Switching Times (Typical Values)

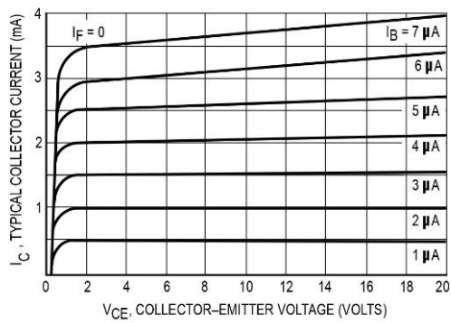


Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)

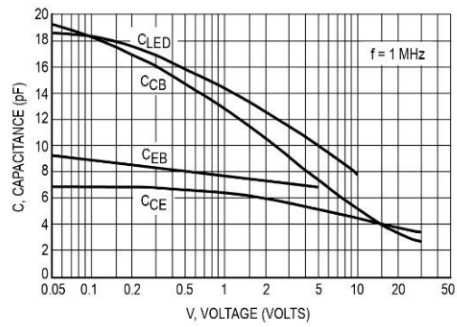


Figure 10. Capacitances versus Voltage

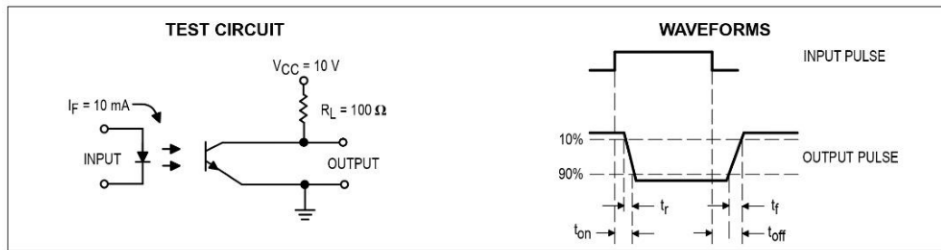
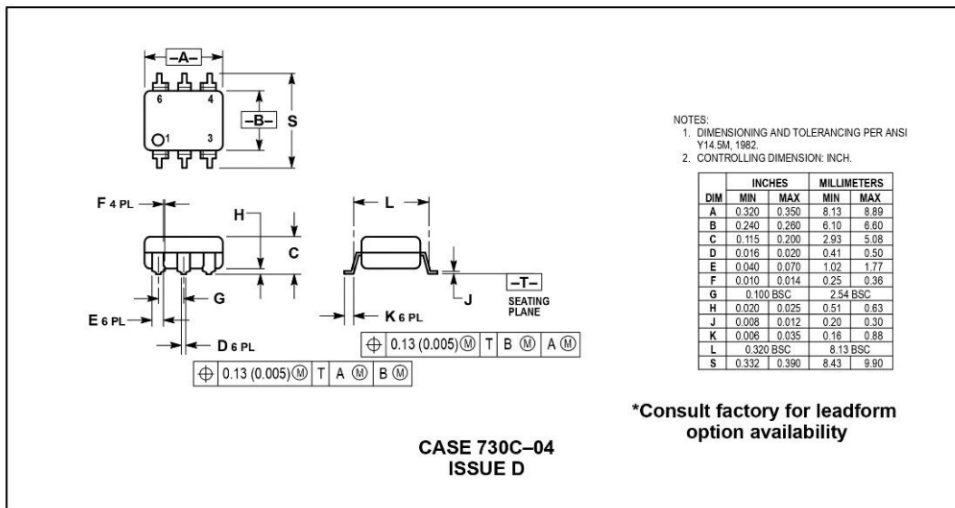
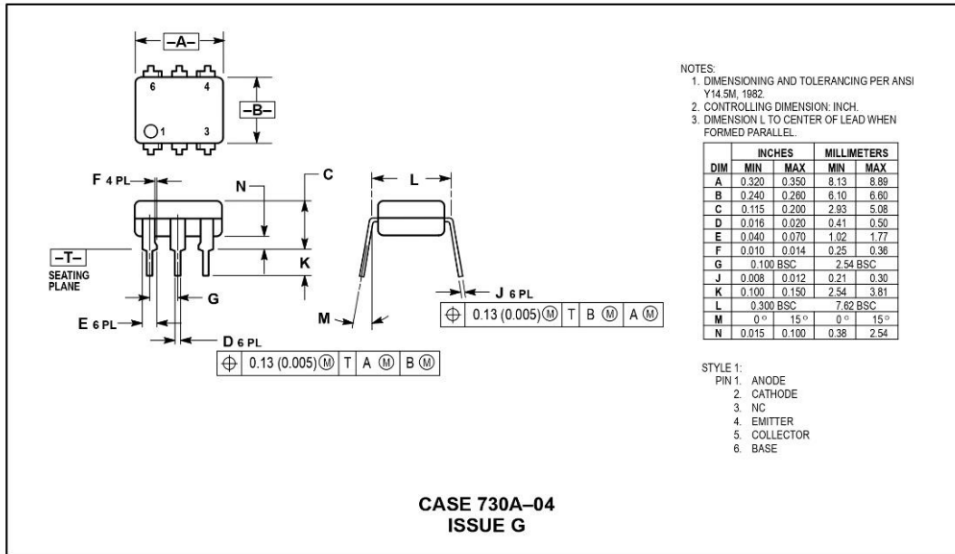


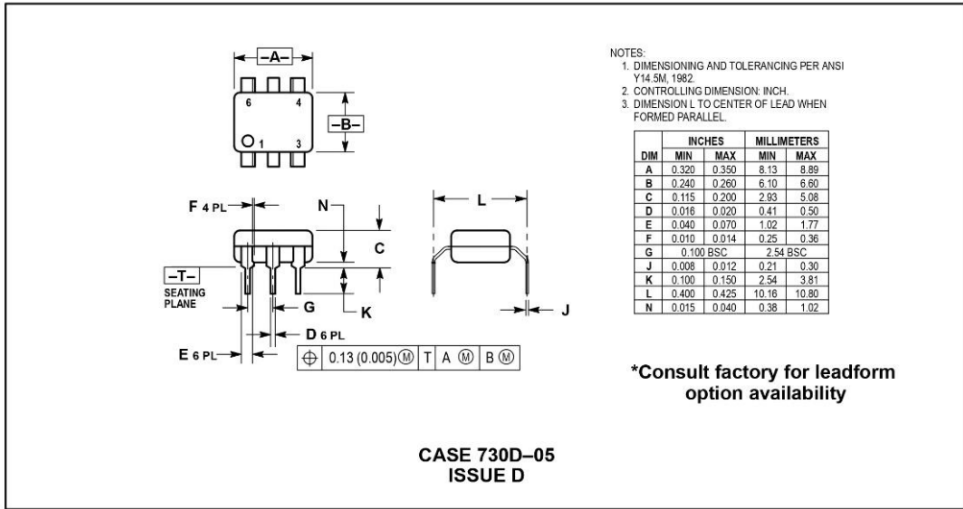
Figure 11. Switching Time Test Circuit and Waveforms

4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28

PACKAGE DIMENSIONS



4N25 4N25A 4N26 4N27 4N28



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
USA / EUROPE: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE (602) 244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



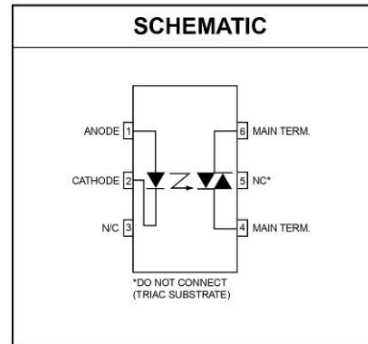
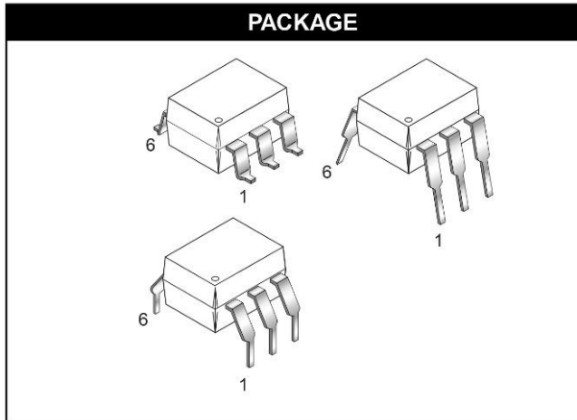
4N25/D

V.2. HOJA DE DATOS DEL OPTOACOPLADOR MOC3021



6-PIN DIP RANDOM-PHASE OPTOISOLATORS TRIAC DRIVER OUTPUT (250/400 VOLT PEAK)

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M



DESCRIPTION

The MOC301XM and MOC302XM series are optically isolated triac driver devices. These devices contain a GaAs infrared emitting diode and a light activated silicon bilateral switch, which functions like a triac. They are designed for interfacing between electronic controls and power triacs to control resistive and inductive loads for 115 VAC operations.

FEATURES

- Excellent I_{FT} stability—IR emitting diode has low degradation
- High isolation voltage—minimum 5300 VAC RMS
- Underwriters Laboratory (UL) recognized—File #E90700
- Peak blocking voltage
 - 250V-MOC301XM
 - 400V-MOC302XM
- VDE recognized (File #94766)
 - Ordering option V (e.g. MOC3023VM)

APPLICATIONS

- | | |
|-----------------------|-----------------------------|
| • Industrial controls | • Solenoid/valve controls |
| • Traffic lights | • Static AC power switch |
| • Vending machines | • Incandescent lamp dimmers |
| • Solid state relay | • Motor control |
| • Lamp ballasts | |

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)				
Parameters	Symbol	Device	Value	Units
TOTAL DEVICE				
Storage Temperature	T_{STG}	All	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	T_{OPR}	All	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	All	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	T_J	All	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (peak AC voltage, 60Hz, 1 sec duration)	V_{ISO}	All	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ 25 $^\circ\text{C}$	P_D	All	330	mW
Derate above 25 $^\circ\text{C}$			4.4	mW/ $^\circ\text{C}$
EMITTER				
Continuous Forward Current	I_F	All	60	mA
Reverse Voltage	V_R	All	3	V
Total Power Dissipation 25 $^\circ\text{C}$ Ambient	P_D	All	100	mW
Derate above 25 $^\circ\text{C}$			1.33	mW/ $^\circ\text{C}$
DETECTOR				
Off-State Output Terminal Voltage	V_{DRM}	MOC3010M/1M/2M MOC3020M/1M/2M/3M	250 400	V
Peak Repetitive Surge Current (PW = 1 ms, 120 pps)	I_{TSM}	All	1	A
Total Power Dissipation @ 25 $^\circ\text{C}$ Ambient	P_D	All	300	mW
Derate above 25 $^\circ\text{C}$			4	mW/ $^\circ\text{C}$

Note

1. Isolation surge voltage, V_{ISO} , is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS

Parameters	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
EMITTER							
Input Forward Voltage	$I_F = 10\text{ mA}$	V_F	All		1.15	1.5	V
Reverse Leakage Current	$V_R = 3\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$	I_R	All		0.01	100	μA
DETECTOR							
Peak Blocking Current, Either Direction	Rated V_{DRM} , $I_F = 0$ (note 1)	I_{DRM}	All		10	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction	$I_{TM} = 100\text{ mA peak}, I_F = 0$	V_{TM}	All		1.8	3	V

TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Device	Min	Typ	Max	Units
LED Trigger Current	Voltage = 3V (note 3)	I_{FT}	MOC3020M			30	mA
			MOC3010M			15	
			MOC3021M			10	
			MOC3011M			5	
			MOC3022M				
			MOC3012M				
MOC3023M							
Holding Current, Either Direction		I_H	All		100		μA

Note

1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
2. This is static dv/dt. See Figure 5 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.
3. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT} . Therefore, recommended operating I_F lies between max I_{FT} (30 mA for MOC3020M, 15 mA for MOC3010M and MOC3021M, 10 mA for MOC3011M and MOC3022M, 5 mA for MOC3012M and MOC3023M) and absolute max I_F (60 mA).

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

Fig. 1 LED Forward Voltage vs. Forward Current

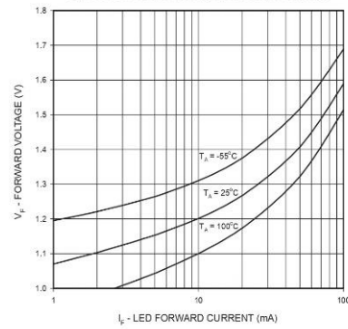


Fig. 2 On-State Characteristics

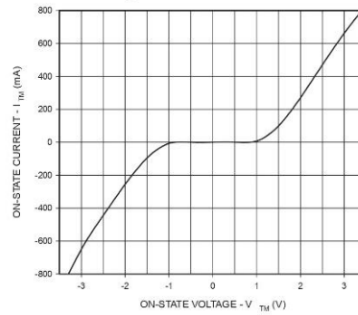


Fig. 3 Trigger Current vs. Ambient Temperature

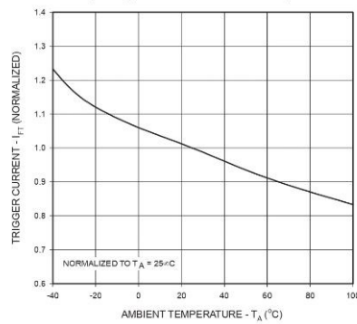


Fig. 4 LED Current Required to Trigger vs. LED Pulse Width

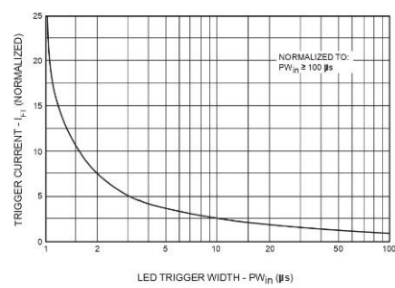


Fig. 5 dv/dt vs. Temperature

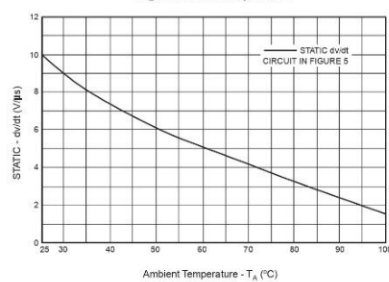
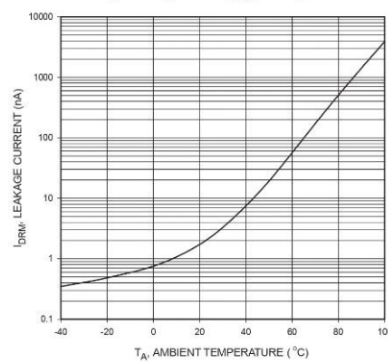
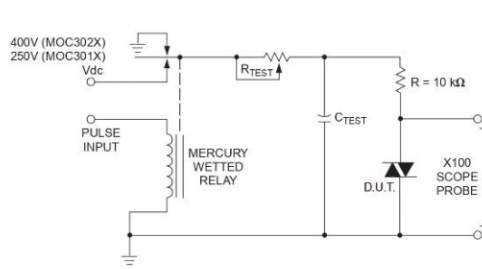


Fig. 6 Leakage Current, I_{DRM} vs. Temperature



MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M



1. The mercury wetted relay provides a high speed repeated pulse to the D.U.T.
2. 100x scope probes are used, to allow high speeds and voltages.
3. The worst-case condition for static dv/dt is established by triggering the D.U.T. with a normal LED input current, then removing the current. The variable R_{TEST} allows the dv/dt to be gradually increased until the D.U.T. continues to trigger in response to the applied voltage pulse, even after the LED current has been removed. The dv/dt is then decreased until the D.U.T. stops triggering. t_{RC} is measured at this point and recorded.

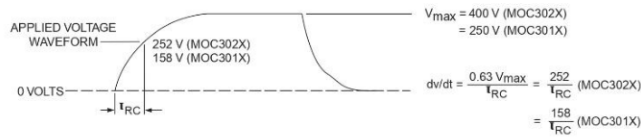


Figure 5. Static dv/dt Test Circuit

Note: This optoisolator should not be used to drive a load directly. It is intended to be a trigger device only.

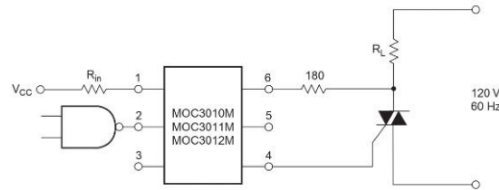


Figure 6. Resistive Load

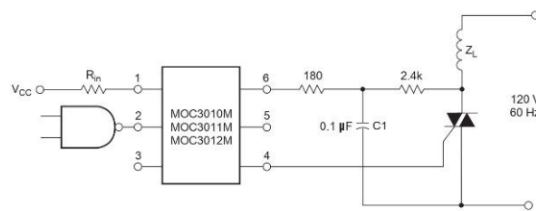


Figure 7. Inductive Load with Sensitive Gate Triac ($I_{GT} \leq 15 \text{ mA}$)

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

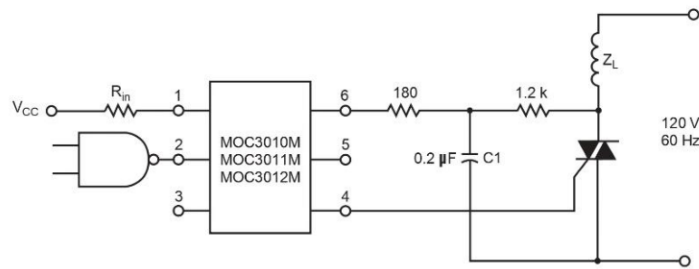
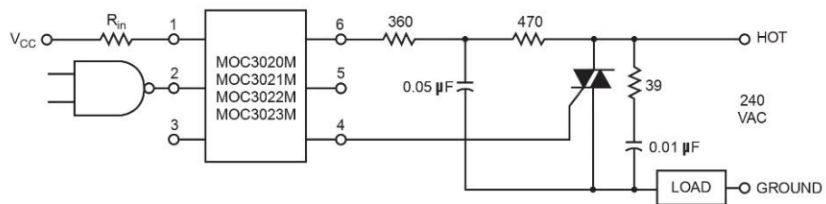


Figure 8. Inductive Load with Sensitive Gate Triac ($I_{GT} \leq 15 \text{ mA}$)

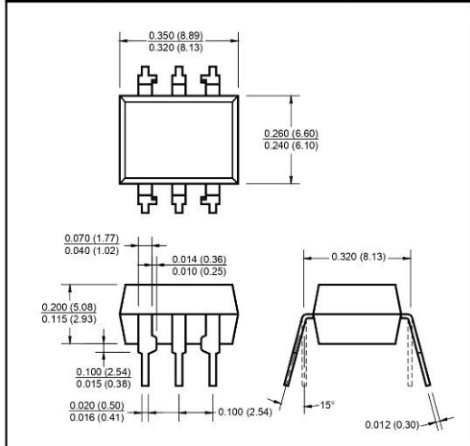


In this circuit the "hot" side of the line is switched and the load connected to the cold or ground side. The 39 ohm resistor and 0.01 μF capacitor are for snubbing of the triac, and the 470 ohm resistor and 0.05 μF capacitor are for snubbing the coupler. These components may or may not be necessary depending upon the particular and load used.

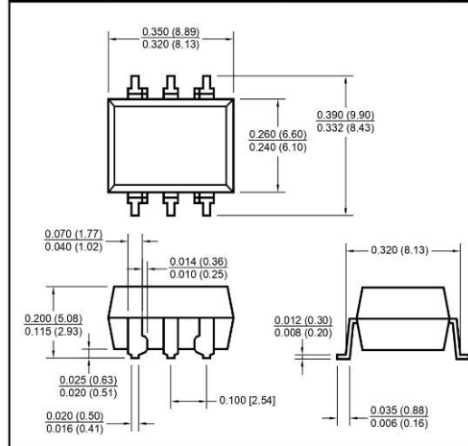
Figure 9. Typical Application Circuit

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

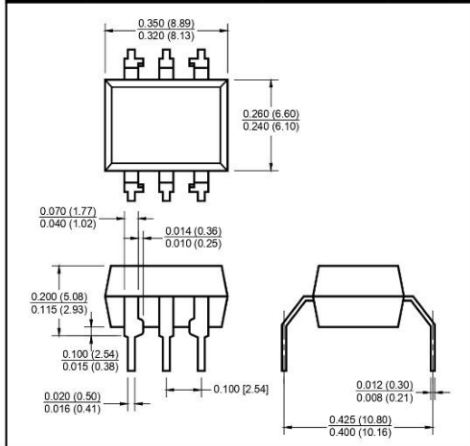
Package Dimensions (Through Hole)



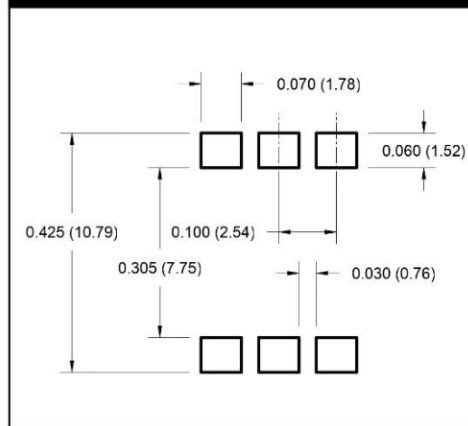
Package Dimensions (Surface Mount)



Package Dimensions (0.4" Lead Spacing)



**Recommended Pad Layout for
Surface Mount Leadform**



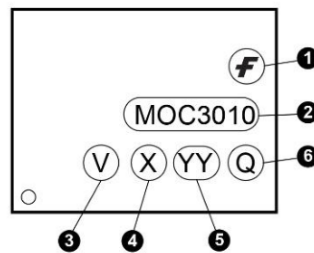
NOTE
All dimensions are in inches (millimeters)

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

ORDERING INFORMATION

Option	Order Entry Identifier	Description
S	S	Surface Mount Lead Bend
SR2	SR2	Surface Mount; Tape and reel
T	T	0.4" Lead Spacing
V	V	VDE 0884
TV	TV	VDE 0884, 0.4" Lead Spacing
SV	SV	VDE 0884, Surface Mount
SR2V	SR2V	VDE 0884, Surface Mount, Tape & Reel

MARKING INFORMATION

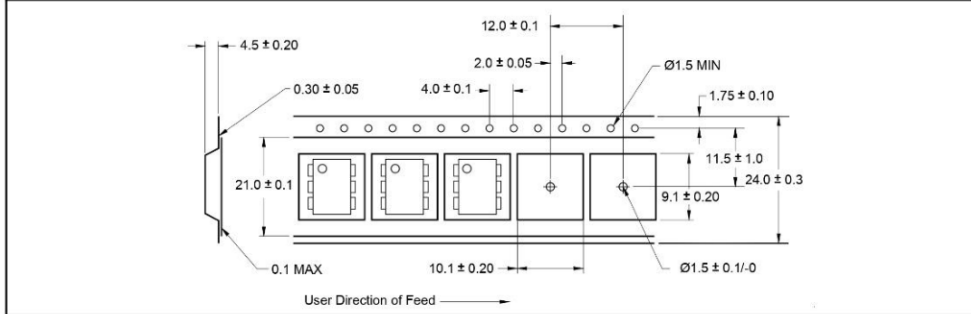


Definitions	
1	Fairchild logo
2	Device number
3	VDE mark (Note: Only appears on parts ordered with VDE option – See order entry table)
4	One digit year code, e.g., '3'
5	Two digit work week ranging from '01' to '53'
6	Assembly package code

*Note – Parts that do not have the 'V' option (see definition 3 above) that are marked with date code '325' or earlier are marked in portrait format.

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

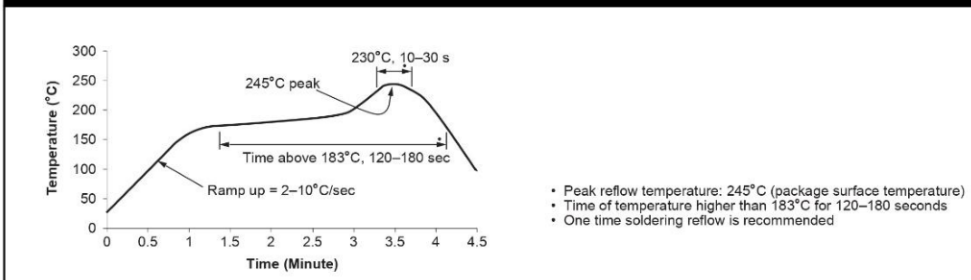
Carrier Tape Specifications



NOTE

All dimensions are in inches (millimeters)

Reflow Profile (White Package, -M Suffix)





6-PIN DIP RANDOM-PHASE OPTOISOLATORS TRIAC DRIVER OUTPUT (250/400 VOLT PEAK)

MOC3010M MOC3011M MOC3012M MOC3020M MOC3021M MOC3022M MOC3023M

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury of the user.
2. A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

V.3. HOJA DE DATOS DEL TRIAC BT138

Philips Semiconductors

Product specification

Triacs

BT138 series

GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated triacs in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional transient and blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

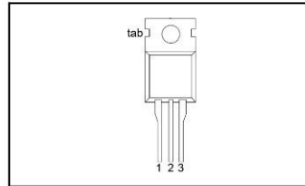
QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages	BT138-500F	600	800	V
		BT138-500G	600G	800G	
		BT138-500G	500	600	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	12	12	12	A
		I_{TSM}	95	95	
	Non-repetitive peak on-state current				A

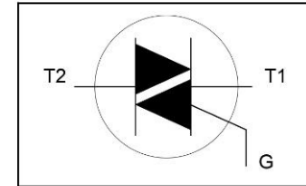
PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	main terminal 1
2	main terminal 2
3	gate
tab	main terminal 2

PIN CONFIGURATION



SYMBOL



LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-500	-600	-800	
V_{DRM}	Repetitive peak off-state voltages		-	500 ¹	600 ¹	800	V
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	full sine wave; $T_{mb} \leq 99^\circ\text{C}$	-	12			A
I_{TSM}	Non-repetitive peak on-state current	full sine wave; $T_j = 25^\circ\text{C}$ prior to surge	-	95			A
		$t = 20\text{ ms}$	-	105			A
I^2t	I^2t for fusing	$t = 16.7\text{ ms}$	-	45			A ² s
		$t = 10\text{ ms}$	-				A ² s
di_T/dt	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$I_{TM} = 20\text{ A}; I_G = 0.2\text{ A}; di_G/dt = 0.2\text{ A}/\mu\text{s}$	-	50			A/ μs
		T2+ G+	-	50			A/ μs
		T2+ G-	-	50			A/ μs
		T2- G-	-	10			A/ μs
		T2- G+	-	2			A
I_{GM}	Peak gate current		-	5			V
V_{GM}	Peak gate voltage		-	5			W
P_{GM}	Peak gate power		-	0.5			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	150			$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage temperature		-40	125			$^\circ\text{C}$
T_j	Operating junction temperature		-				$^\circ\text{C}$

¹ Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the triac may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/ μs .

September 1997

1

Rev 1.200

Triacs

BT138 series

THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	full cycle	-	-	1.5	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient	half cycle in free air	-	60	-	K/W

STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.			UNIT
I_{GT}	Gate trigger current	BT138- $V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$		F	...G	
		T2+ G+	-	5	35	25	50	mA
		T2+ G-	-	8	35	25	50	mA
		T2- G-	-	10	35	25	50	mA
I_L	Latching current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$						
		T2- G+	-	22	70	70	100	mA
		T2+ G+	-	7	40	40	60	mA
		T2+ G-	-	20	60	60	90	mA
I_H	Holding current	$V_D = 12\text{ V}; I_{GT} = 0.1\text{ A}$						
		T2- G-	-	8	40	40	60	mA
		T2- G+	-	10	60	60	90	mA
		T2+ G+	-	6	30	30	60	mA
V_T	On-state voltage	$I_T = 15\text{ A}$	-	1.4	1.65			V
V_{GT}	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}$	-	0.7	1.5			V
		$V_D = 400\text{ V}; I_T = 0.1\text{ A}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.25	0.4	-			V
I_D	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.1	0.5			mA

DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.			TYP.	MAX.	UNIT
dV_D/dt	Critical rate of rise of off-state voltage	BT138- $V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}; T_j = 125\text{ }^\circ\text{C};$ exponential waveform; gate open circuitF	...G	250	-	V/ μ s
dV_{com}/dt	Critical rate of change of commutating voltage	$V_{DM} = 400\text{ V}; T_j = 95\text{ }^\circ\text{C}; I_{T(RMS)} = 12\text{ A}; dI_{com}/dt = 5.4\text{ A/ms};$ gate open circuit	-	-	10	20	-	V/ μ s
t_{gt}	Gate controlled turn-on time	$I_{TM} = 16\text{ A}; V_D = V_{DRM(max)}; I_G = 0.1\text{ A}; dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu$ s	-	-	-	2	-	μ s

Triacs

BT138 series

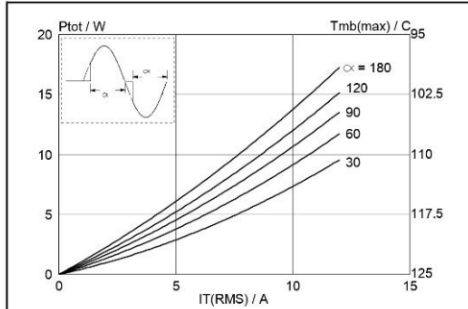


Fig. 1. Maximum on-state dissipation, P_{tot} , versus rms on-state current, $I_{T(RMS)}$, where α = conduction angle.

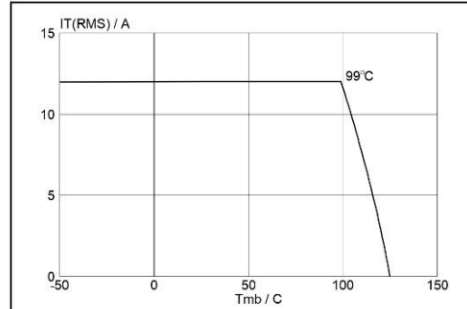


Fig. 4. Maximum permissible rms current $I_{T(RMS)}$, versus mounting base temperature T_{mb} .

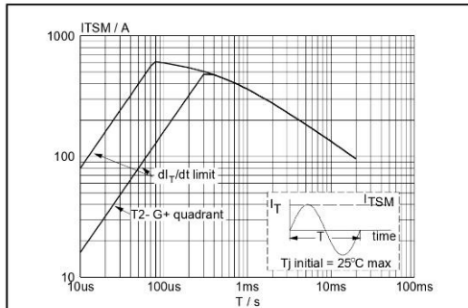


Fig. 2. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} , versus pulse width t_p , for sinusoidal currents, $t_p \leq 20$ ms.

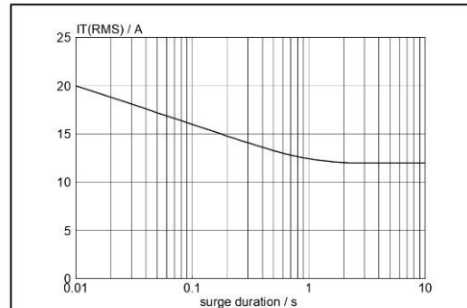


Fig. 5. Maximum permissible repetitive rms on-state current $I_{T(RMS)}$, versus surge duration, for sinusoidal currents, $f = 50$ Hz; $T_{mb} \leq 99$ C.

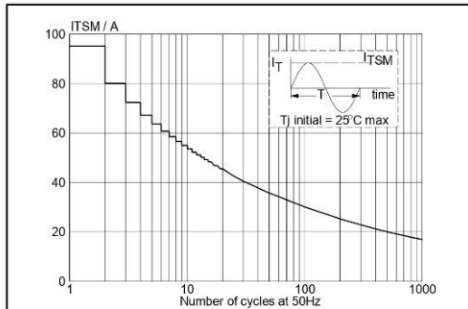


Fig. 3. Maximum permissible non-repetitive peak on-state current I_{TSM} , versus number of cycles, for sinusoidal currents, $f = 50$ Hz.

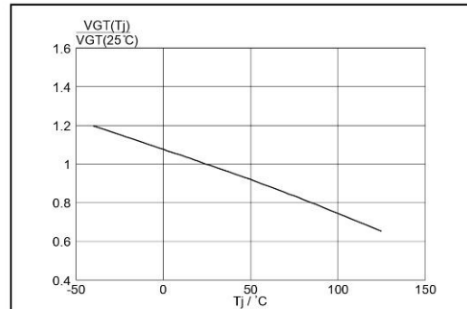


Fig. 6. Normalised gate trigger voltage $V_{GT}(T_j) / V_{GT}(25 C)$, versus junction temperature T_j .

Triacs

BT138 series

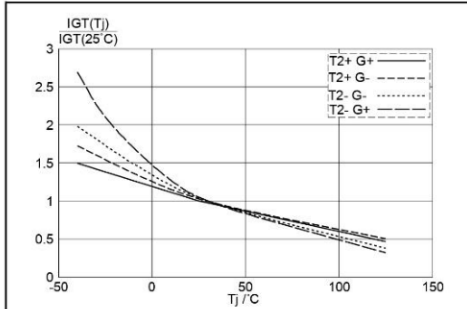


Fig. 7. Normalised gate trigger current $I_{GT}(T_j)/I_{GT}(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

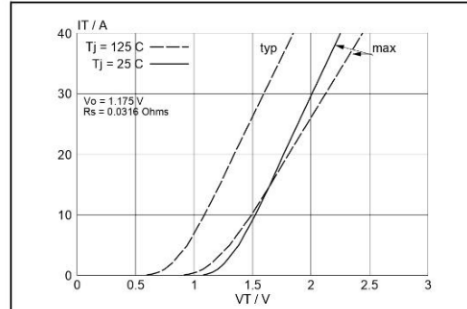


Fig. 10. Typical and maximum on-state characteristic.

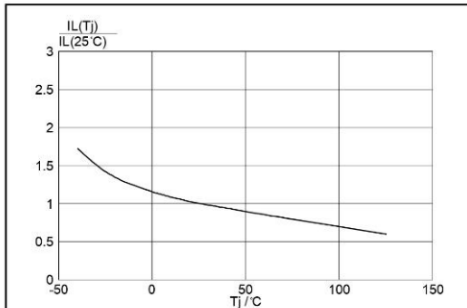


Fig. 8. Normalised latching current $I_L(T_j)/I_L(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

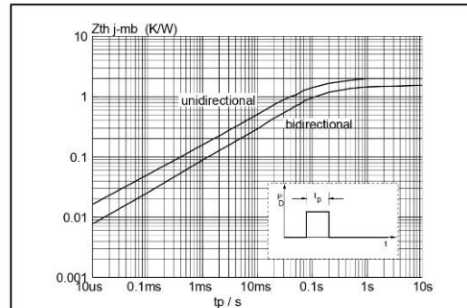


Fig. 11. Transient thermal impedance $Z_{th\ j-mb}$, versus pulse width t_p .

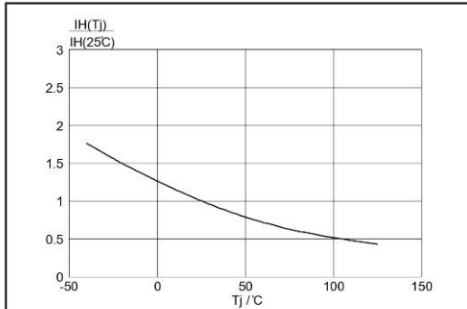


Fig. 9. Normalised holding current $I_H(T_j)/I_H(25^\circ\text{C})$, versus junction temperature T_j .

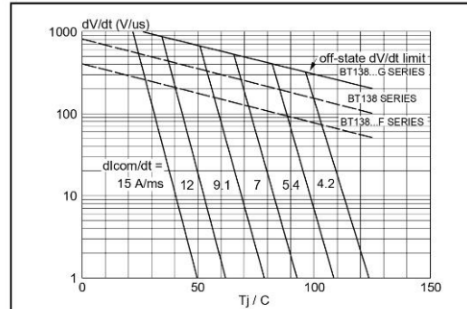


Fig. 12. Typical commutation dV/dt versus junction temperature, parameter commutation dI_T/dt . The triac should commute when the dV/dt is below the value on the appropriate curve for pre-commutation dI_T/dt .

Triacs

BT138 series

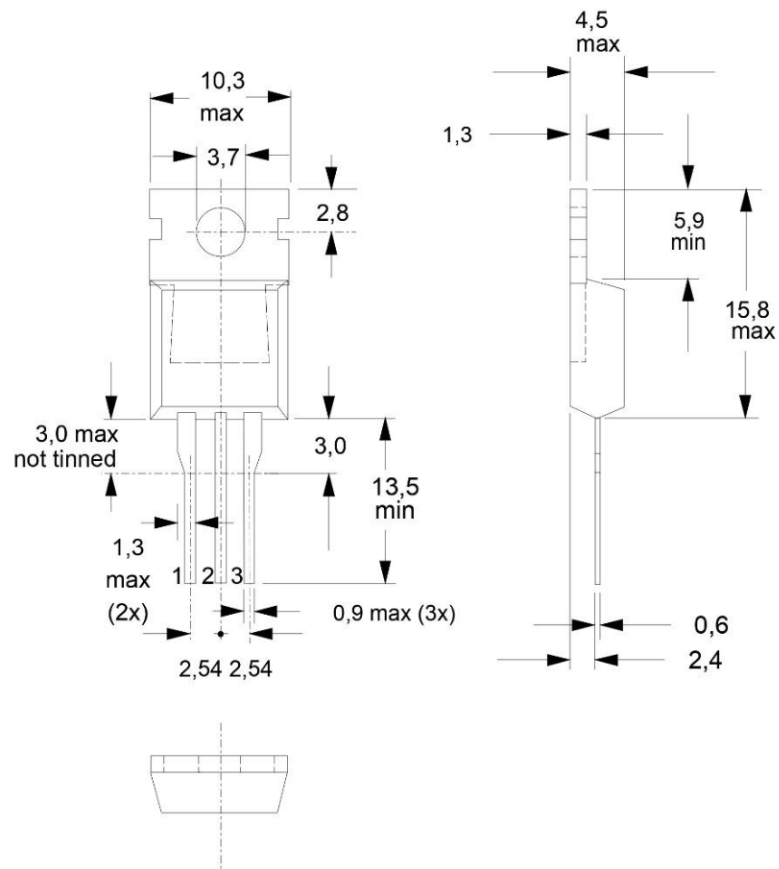
MECHANICAL DATA*Dimensions in mm**Net Mass: 2 g*

Fig.13. TO220AB; pin 2 connected to mounting base.

Notes

1. Refer to mounting instructions for TO220 envelopes.
2. Epoxy meets UL94 V0 at 1/8".

Triacs**BT138 series****DEFINITIONS**

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values are given in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of this specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	
<input type="checkbox"/> Philips Electronics N.V. 1997	
All rights are reserved. Reproduction in whole or in part is prohibited without the prior written consent of the copyright owner.	
The information presented in this document does not form part of any quotation or contract, it is believed to be accurate and reliable and may be changed without notice. No liability will be accepted by the publisher for any consequence of its use. Publication thereof does not convey nor imply any license under patent or other industrial or intellectual property rights.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices or systems where malfunction of these products can be reasonably expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

V.4. HOJA DE DATOS DEL MÓDULO PZEM-004T V3.0

PZEM-004T V3.0 User Manual

Overview

This document describes the specification of the **PZEM-004T** AC communication module, the module is mainly used for measuring AC voltage, current, active power, frequency, power factor and active energy, the module is without display function, the data is read through the **TTL** interface.

PZEM-004T-10A: Measuring Range 10A (Built-in Shunt)

PZEM-004T-100A: Measuring Range 100A (external transformer)

1. Function description

1.1 Voltage

- 1.1.1 Measuring range: 80~260V
- 1.1.2 Resolution: 0.1V
- 1.1.3 Measurement accuracy: 0.5%

1.2 Current

- 1.2.1 Measuring range: 0~10A (**PZEM-004T-10A**) ; 0~100A (**PZEM-004T-100A**)
- 1.2.2 Starting measure current: 0.01A (**PZEM-004T-10A**) ; 0.02A (**PZEM-004T-100A**)
- 1.2.3 Resolution: 0.001A
- 1.2.4 Measurement accuracy: 0.5%

1.3 Active power

- 1.3.1 Measuring range: 0~2.3kW (**PZEM-004T-10A**) ; 0~23kW (**PZEM-004T-100A**)
- 1.3.2 Starting measure power: 0.4W
- 1.3.3 Resolution: 0.1W
- 1.3.4 Display format:
 - <1000W, it display one decimal, such as: 999.9W
 - ≥1000W, it display only integer, such as: 1000W
- 1.3.5 Measurement accuracy: 0.5%

1.4 Power factor

1.4.1 Measuring range: 0.00~1.00

1.4.2 Resolution: 0.01

1.4.3 Measurement accuracy: 1%

1.5 Frequency

1.5.1 Measuring range: 45Hz~65Hz

1.5.2 Resolution: 0.1Hz

1.5.3 Measurement accuracy: 0.5%

1.6 Active energy

1.6.1 Measuring range: 0~9999.99kWh

1.6.2 Resolution: 1Wh

1.6.3 Measurement accuracy: 0.5%

1.6.4 Display format:

<10kWh, the display unit is Wh(1kWh=1000Wh), such as: 9999Wh

≥10kWh, the display unit is kWh, such as: 9999.99kWh

1.6.5 Reset energy: use software to reset.

1.7 Over power alarm

Active power threshold can be set, when the measured active power exceeds the threshold, it can alarm

1.8 Communication interface

RS485 interface.

2 Communication protocol

2.1 Physical layer protocol

Physical layer use UART to RS485 communication interface

Baud rate is 9600, 8 data bits, 1 stop bit, no parity

2.2 Application layer protocol

The application layer use the Modbus-RTU protocol to communicate. At present, it only supports function codes such as 0x03 (Read Holding Register), 0x04 (Read Input Register), 0x06 (Write Single Register), 0x41 (Calibration), 0x42 (Reset energy).etc.

0x41 function code is only for internal use (address can be only 0xF8), used for factory calibration and return to factory maintenance occasions, after the function code to increase 16-bit password, the default password is 0x3721

The address range of the slave is 0x01 ~ 0xF7. The address 0x00 is used as the broadcast address, the slave does not need to reply the master. The address 0xF8 is used as the general address, this address can be only used in single-slave environment and can be used for calibration etc.operation.

2.3 Read the measurement result

The command format of the master reads the measurement result is(total of 8 bytes):

Slave Address + 0x04 + Register Address High Byte + Register Address Low Byte + Number of Registers High Byte + Number of Registers Low Byte + CRC Check High Byte + CRC Check Low Byte.

The command format of the reply from the slave is divided into two kinds:

Correct Reply: Slave Address + 0x04 + Number of Bytes + Register 1 Data High Byte + Register 1 Data Low Byte + ... + CRC Check High Byte + CRC Check Low Byte

Error Reply: Slave address + 0x84 + Abnormal code + CRC check high byte + CRC check low byte

Abnormal code analyzed as following (the same below)

- 0x01,Illegal function
- 0x02,Illegal address
- 0x03,Illegal data
- 0x04,Slave error

The register of the measurement results is arranged as the following table

Register address	Description	Resolution
0x0000	Voltage value	1LSB correspond to 0.1V
0x0001	Current value low 16 bits	1LSB correspond to 0.001A
0x0002	Current value high 16 bits	
0x0003	Power value low 16 bits	1LSB correspond to 0.1W
0x0004	Power value high 16 bits	
0x0005	Energy value low 16 bits	1LSB correspond to 1Wh
0x0006	Energy value high 16 bits	
0x0007	Frequency value	1LSB correspond to 0.1Hz
0x0008	Power factor value	1LSB correspond to 0.01
0x0009	Alarm status	0xFFFF is alarm, 0x0000is not alarm

For example, the master sends the following command (CRC check code is replaced by 0xHH and 0xLL, the same below)

0x01 + 0x04 + 0x00 + 0x00 + 0x00 + 0x0A + 0xHH + 0xLL

Indicates that the master needs to read 10 registers with slave address 0x01 and the start address of the register is 0x0000

The correct reply from the slave is as following:

0x01 + 0x04 + 0x14 + 0x08 + 0x98 + 0x03 + 0xE8 + 0x00 + 0x00 + 0x08 + 0x98 + 0x00 + 0x00 + 0x00 + 0x00 + 0x00 + 0x01 + 0xF4 + 0x00 + 0x64 + 0x00 + 0x00 + 0xHH + 0xLL

The above data shows

- Voltage is 0x0898, converted to decimal is 2200, display 220.0V
- Current is 0x00003E8, converted to decimal is 1000, display 1.000A
- Power is 0x00000898, converted to decimal is 2200, display 220.0W
- Energy is 0x00000000, converted to decimal is 0, display 0Wh
- Frequency is 0x01F4, converted to decimal is 500, display 50.0Hz
- Power factor is 0x0064, converted to decimal is 100, display 1.00
- Alarm status is 0x0000, indicates that the current power is lower than the alarm power threshold

2.4 Read and modify the slave parameters

At present, it only supports reading and modifying slave address and power alarm threshold

The register is arranged as the following table

Register address	Description	Resolution
0x0001	Power alarm threshold	1LSB correspond to 1W
0x0002	Modbus-RTU address	The range is 0x0001~0x00F7

The command format of the master to read the slave parameters and read the measurement results are same (described in details in Section 2.3), only need to change the function code from 0x04 to 0x03.

The command format of the master to modify the slave parameters is (total of 8 bytes):

Slave Address + 0x06 + Register Address High Byte + Register Address Low Byte + Register Value High Byte + Register Value Low Byte + CRC Check High Byte + CRC Check Low Byte.

The command format of the reply from the slave is divided into two kinds:

Correct Response: Slave Address + 0x06 + Number of Bytes + Register Address Low Byte + Register Value High Byte + Register Value Low Byte + CRC Check High Byte + CRC Check Low Byte.

Error Reply: Slave address + 0x86 + Abnormal code + CRC check high byte + CRC check low byte.

For example, the master sets the slave's power alarm threshold:

0x01 + 0x06 + 0x00 + 0x01 + 0x08 + 0xFC + 0xHH + 0xLL

Indicates that the master needs to set the 0x0001 register (power alarm threshold) to 0x08FC (2300W).

Set up correctly, the slave return to the data which is sent from the master.

For example, the master sets the address of the slave

0x01 + 0x06 + 0x00 + 0x02 + 0x00 + 0x05 + 0xHH + 0xLL

Indicates that the master needs to set the 0x0002 register (Modbus-RTU address) to 0x0005

Set up correctly, the slave return to the data which is sent from the master.

2.5 Reset energy

The command format of the master to reset the slave's **energy** is (total 4 bytes):

Slave address + 0x42 + CRC check high byte + CRC check low byte.

Correct reply: slave address + 0x42 + CRC check high byte + CRC check low byte.

Error Reply: Slave address + 0xC2 + Abnormal code + CRC check high byte + CRC check low byte

2.6 Calibration

The command format of the master to calibrate the slave is (total 6 bytes):

0xF8 + 0x41 + 0x37 + 0x21 + CRC check high byte + CRC check low byte.

Correct reply: 0xF8 + 0x41 + 0x37 + 0x21 + CRC check high byte + CRC check low byte.

Error Reply: 0xF8 + 0xC1 + Abnormal code + CRC check high byte + CRC check low byte.

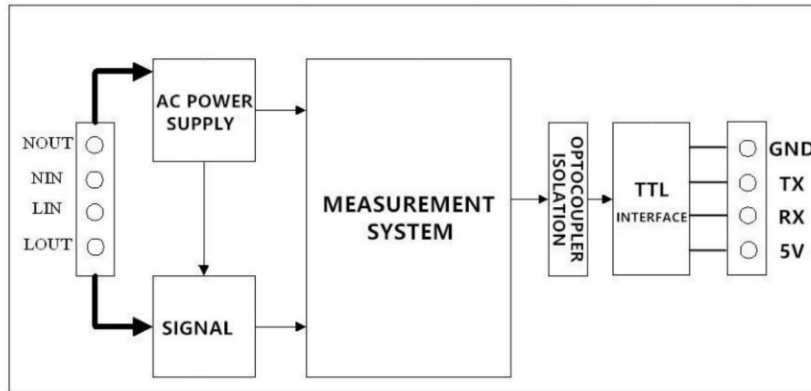
It should be noted that the calibration takes 3 to 4 seconds, after the master sends the command, if the calibration is successful, it will take 3 ~ 4 seconds to receive the response from the slave.

2.7 CRC check

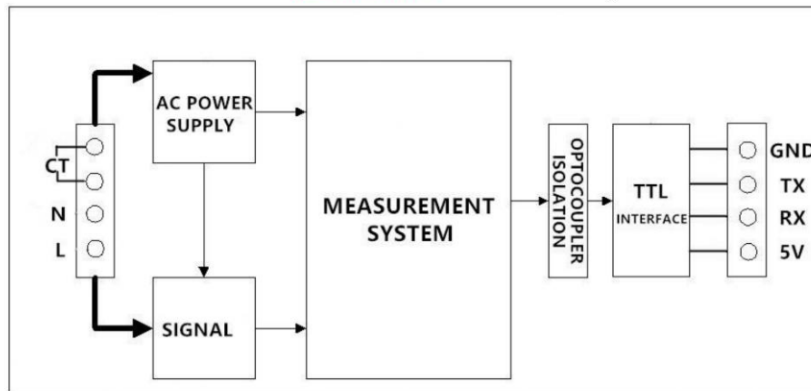
CRC check use 16bits format, occupy two bytes, the generator polynomial is $X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$, the polynomial value used for calculation is 0xA001.

The value of the CRC check is a frame data divide all results of checking all the bytes except the CRC check value.

3 Functional block diagram

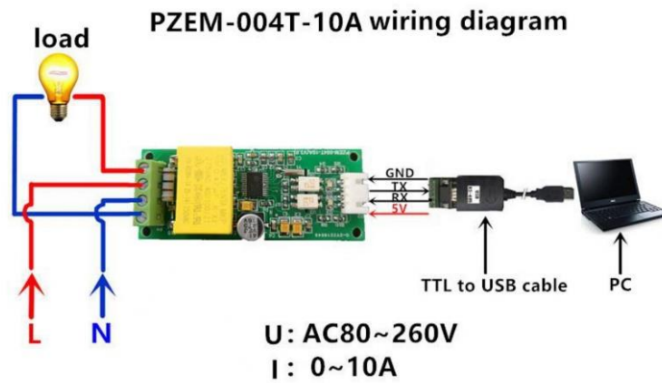


Picture 3.1 PZEM-004T-10A Functional block diagram

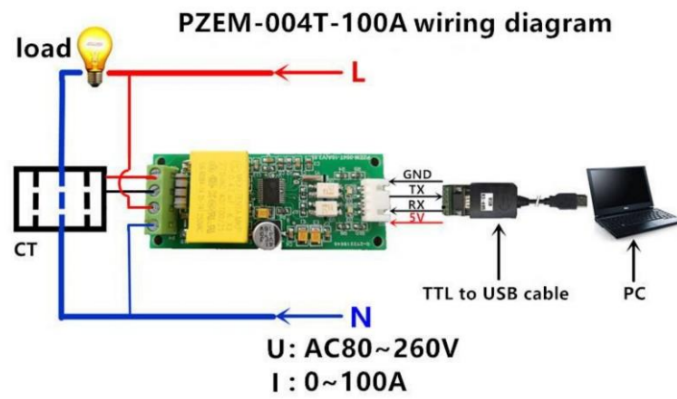


Picture 3.2 PZEM-004T-100A Functional block diagram

4 Wiring diagram



Picture 4.1 PZEM-004T-10A wiring diagram



Picture 4.2 PZEM-004T-100A wiring diagram

5 Other instructions

5.1 The TTL interface of this module is a passive interface, it requires external 5V power supply, which means, when communicating, all four ports must be connected (5V, RX, TX, GND), otherwise it cannot communicate.

5.2 Working temperature

-20°C ~ +60°C.

V.5. HOJA DE DATOS DE LA TARJETA DE DESARROLLO ESP32

Chapter 1

Get Started

This document is intended to help you set up the software development environment for the hardware based on the ESP32 chip by Espressif. After that, a simple example will show you how to use ESP-IDF (Espressif IoT Development Framework) for menu configuration, then for building and flashing firmware onto an ESP32 board.

Note: This is documentation for the master branch (latest version) of ESP-IDF. This version is under continual development. Stable version documentation is available, as well as other [ESP-IDF Versions](#).

1.1 Introduction

ESP32 is a system on a chip that integrates the following features:

- Wi-Fi (2.4 GHz band)
- Bluetooth
- Dual high performance Xtensa® 32-bit LX6 CPU cores
- Ultra Low Power co-processor
- Multiple peripherals

Powered by 40 nm technology, ESP32 provides a robust, highly integrated platform, which helps meet the continuous demands for efficient power usage, compact design, security, high performance, and reliability.

Espressif provides basic hardware and software resources to help application developers realize their ideas using the ESP32 series hardware. The software development framework by Espressif is intended for development of Internet-of-Things (IoT) applications with Wi-Fi, Bluetooth, power management and several other system features.

1.2 What You Need

1.2.1 Hardware

- An **ESP32** board.
- **USB cable** - USB A / micro USB B.
- **Computer** running Windows, Linux, or macOS.

Note: Currently, some of the development boards are using USB Type C connectors. Be sure you have the correct cable to connect your board!

If you have one of ESP32 official development boards listed below, you can click on the link to learn more about the hardware.

ESP32-DevKitC V4 Getting Started Guide

This guide shows how to start using the ESP32-DevKitC V4 development board.

What You Need

- *ESP32-DevKitC V4 board*
- USB A/micro USB B cable
- Computer running Windows, Linux, or macOS

You can skip the introduction sections and go directly to Section *Start Application Development*.

Overview ESP32-DevKitC V4 is a small-sized ESP32-based development board produced by Espressif. Most of the I/O pins are broken out to the pin headers on both sides for easy interfacing. Developers can either connect peripherals with jumper wires or mount ESP32-DevKitC V4 on a breadboard.

To cover a wide range of user requirements, the following versions of ESP32-DevKitC V4 are available:

- different ESP32 modules
 - ESP32-WROOM-DA
 - ESP32-WROOM-32E
 - ESP32-WROOM-32UE
 - ESP32-WROOM-32D
 - ESP32-WROOM-32U
 - ESP32-SOLO-1
 - ESP32-WROVER-E
 - ESP32-WROVER-IE
- male or female pin headers.

For details please refer to ESP Product Selector.

Functional Description The following figure and the table below describe the key components, interfaces and controls of the ESP32-DevKitC V4 board.

Key Component	Description
ESP32-WROOM-32	A module with ESP32 at its core. For more information, see ESP32-WROOM-32 Datasheet .
EN	Reset button.
Boot	Download button. Holding down Boot and then pressing EN initiates Firmware Download mode for downloading firmware through the serial port.
USB-to-UART Bridge	Single USB-UART bridge chip provides transfer rates of up to 3 Mbps.
Micro USB Port	USB interface. Power supply for the board as well as the communication interface between a computer and the ESP32-WROOM-32 module.
5V Power On LED	Turns on when the USB or an external 5V power supply is connected to the board. For details see the schematics in Related Documents .
I/O	Most of the pins on the ESP module are broken out to the pin headers on the board. You can program ESP32 to enable multiple functions such as PWM, ADC, DAC, I2C, I2S, SPI, etc.

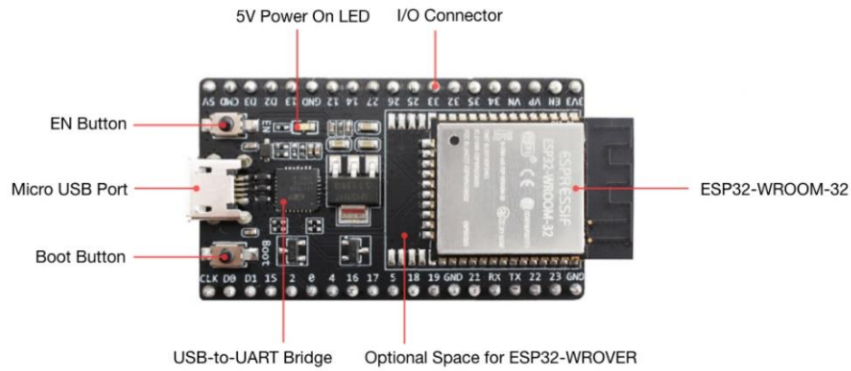


Fig. 1: ESP32-DevKitC V4 with ESP32-WROOM-32 module soldered

Power Supply Options There are three mutually exclusive ways to provide power to the board:

- Micro USB port, default power supply
- 5V and GND header pins
- 3V3 and GND header pins

Warning: The power supply must be provided using **one and only one of the options above**, otherwise the board and/or the power supply source can be damaged.

Header Block The two tables below provide the **Name** and **Function** of I/O header pins on both sides of the board, as shown in *ESP32-DevKitC V4 with ESP32-WROOM-32 module soldered*.

J2

No.	Name	Type ^{Page}	Function
1	3V3	P	3.3 V power supply
2	EN	I	CHIP_PU, Reset
3	VP	I	GPIO36, ADC1_CH0, S_VP
4	VN	I	GPIO39, ADC1_CH3, S_VN
5	IO34	I	GPIO34, ADC1_CH6, VDET_1
6	IO35	I	GPIO35, ADC1_CH7, VDET_2
7	IO32	I/O	GPIO32, ADC1_CH4, TOUCH_CH9, XTAL_32K_P
8	IO33	I/O	GPIO33, ADC1_CH5, TOUCH_CH8, XTAL_32K_N
9	IO25	I/O	GPIO25, ADC1_CH8, DAC_1
10	IO26	I/O	GPIO26, ADC2_CH9, DAC_2
11	IO27	I/O	GPIO27, ADC2_CH7, TOUCH_CH7
12	IO14	I/O	GPIO14, ADC2_CH6, TOUCH_CH6, MTMS
13	IO12	I/O	GPIO12, ADC2_CH5, TOUCH_CH5, MTDI
14	GND	G	Ground
15	IO13	I/O	GPIO13, ADC2_CH4, TOUCH_CH4, MTCK
16	D2	I/O	GPIO9, D2 ²
17	D3	I/O	GPIO10, D3 ^{Page 6, 2}
18	CMD	I/O	GPIO11, CMD ^{Page 6, 2}
19	5V	P	5 V power supply

J3

No.	Name	Type [?]	Function
1	GND	G	Ground
2	IO23	I/O	GPIO23
3	IO22	I/O	GPIO22
4	TX	I/O	GPIO1, U0TXD
5	RX	I/O	GPIO3, U0RXD
6	IO21	I/O	GPIO21
7	GND	G	Ground
8	IO19	I/O	GPIO19
9	IO18	I/O	GPIO18
10	IO5	I/O	GPIO5
11	IO17	I/O	GPIO17 ³
12	IO16	I/O	GPIO16 ³
13	IO4	I/O	GPIO4, ADC2_CH0, TOUCH_CH0
14	IO0	I/O	GPIO0, ADC2_CH1, TOUCH_CH1, Boot
15	IO2	I/O	GPIO2, ADC2_CH2, TOUCH_CH2
16	IO15	I/O	GPIO15, ADC2_CH3, TOUCH_CH3, MTDO
17	D1	I/O	GPIO8, D1 [?]
18	D0	I/O	GPIO7, D0 [?]
19	CLK	I/O	GPIO6, CLK [?]

Pin Layout

Note on C15 The component C15 may cause the following issues on earlier ESP32-DevKitC V4 boards:

- The board may boot into Download mode
- If you output clock on GPIO0, C15 may impact the signal

¹ P: Power supply; I: Input; O: Output.

² The pins D0, D1, D2, D3, CMD and CLK are used internally for communication between ESP32 and SPI flash memory. They are grouped on both sides near the USB connector. Avoid using these pins, as it may disrupt access to the SPI flash memory/SPI RAM.

³ The pins GPIO16 and GPIO17 are available for use only on the boards with the modules ESP32-WROOM and ESP32-SOLO-1. The boards with ESP32-WROVER modules have the pins reserved for internal use.

ESP32-DevKitC

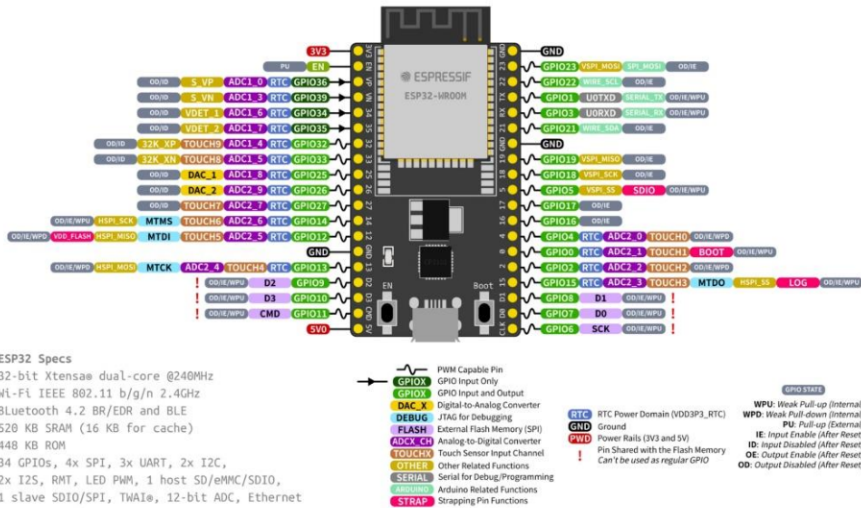


Fig. 2: ESP32-DevKitC Pin Layout (click to enlarge)

In case these issues occur, please remove the component. The figure below shows the location of C15 highlighted in yellow.

Start Application Development Before powering up your ESP32-DevKitC V4, please make sure that the board is in good condition with no obvious signs of damage.

After that, proceed to *Get Started*, where Section *Installation* will quickly help you set up the development environment and then flash an example project onto your board.

Board Dimensions

Related Documents

- ESP32-DevKitC V4 schematics (PDF)
- ESP32 Datasheet (PDF)
- ESP32-WROOM-32 Datasheet (PDF)
- ESP32-WROOM-32D and ESP32-WROOM-32U Datasheet (PDF)
- ESP32-WROOM-DA Datasheet (PDF)
- ESP32-WROVER Datasheet (PDF)
- ESP32-WROVER-B Datasheet (PDF)
- ESP Product Selector

For further design documentation for the board, please contact us at sales@espressif.com.

ESP32-DevKitC V2 Getting Started Guide

This guide shows how to start using the ESP32-DevKitC V2 development board.

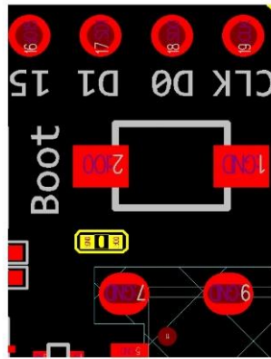


Fig. 3: Location of C15 (yellow) on ESP32-DevKitC V4 board

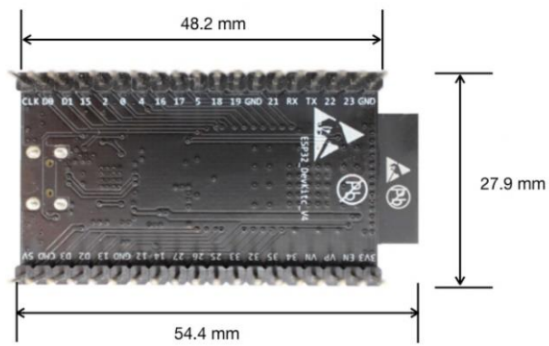


Fig. 4: Dimensions of ESP32-DevKitC board with ESP32-WROOM-32 module soldered - back (click to enlarge)

What You Need

- ESP32-DevKitC V2 board
- USB A/micro USB B cable
- Computer running Windows, Linux, or macOS

You can skip the introduction sections and go directly to Section *Start Application Development*.

Overview ESP32-DevKitC V2 is a small-sized ESP32-based development board produced by Espressif. Most of the I/O pins are broken out to the pin headers on both sides for easy interfacing. Developers can either connect peripherals with jumper wires or mount ESP32-DevKitC V4 on a breadboard.

Functional Description The following figure and the table below describe the key components, interfaces and controls of the ESP32-DevKitC V2 board.

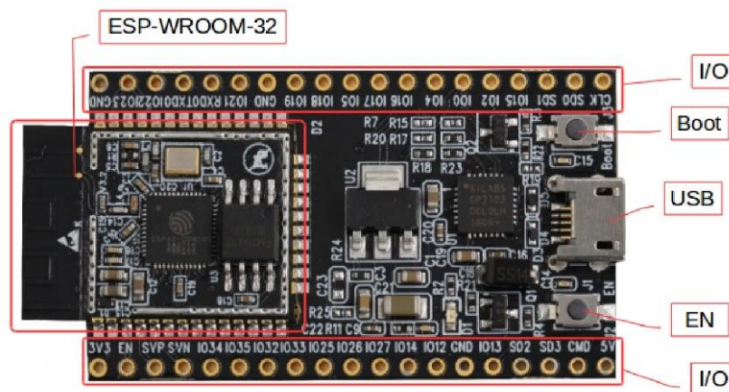


Fig. 5: ESP32-DevKitC V2 board layout

Key Component	Description
ESP32-WROOM-32	Standard module with ESP32 at its core. For more information, see ESP32-WROOM-32 Datasheet
EN	Reset button.
Boot	Download button. Holding down Boot and then pressing EN initiates Firmware Download mode for downloading firmware through the serial port.
Micro USB Port	USB interface. Power supply for the board as well as the communication interface between a computer and ESP32-WROOM-32.
I/O	Most of the pins on the ESP module are broken out to the pin headers on the board. You can program ESP32 to enable multiple functions such as PWM, ADC, DAC, I2C, I2S, SPI, etc.

Power Supply Options There are three mutually exclusive ways to provide power to the board:

- Micro USB port, default power supply
- 5V and GND header pins
- 3V3 and GND header pins

Warning: The power supply must be provided using **one and only one of the options above**, otherwise the board and/or the power supply source can be damaged.

Start Application Development Before powering up your ESP32-DevKitC V2, please make sure that the board is in good condition with no obvious signs of damage.

After that, proceed to *Get Started*, where Section *Installation* will quickly help you set up the development environment and then flash an example project onto your board.

Related Documents

- [ESP32-DevKitC schematics \(PDF\)](#)
- [ESP32 Datasheet \(PDF\)](#)
- [ESP32-WROOM-32 Datasheet \(PDF\)](#)

ESP-WROVER-KIT V4.1 Getting Started Guide

This guide shows how to get started with the ESP-WROVER-KIT V4.1 development board and also provides information about its functionality and configuration options.

What You Need

- *ESP-WROVER-KIT V4.1 board*
- USB 2.0 cable (A to Micro-B)
- Computer running Windows, Linux, or macOS

You can skip the introduction sections and go directly to Section *Start Application Development*.

Overview ESP-WROVER-KIT is an ESP32-based development board produced by Espressif.

ESP-WROVER-KIT features the following integrated components:

- ESP32-WROVER-E module
- LCD screen
- microSD card slot

Another distinguishing feature is the embedded FTDI FT2232HL chip, an advanced multi-interface USB bridge. This chip enables to use JTAG for direct debugging of ESP32 through the USB interface without a separate JTAG debugger. ESP-WROVER-KIT makes development convenient, easy, and cost-effective.

Most of the ESP32 I/O pins are broken out to the board's pin headers for easy access.

Note: ESP32's GPIO16 and GPIO17 are used as chip select and clock signals for PSRAM. By default, the two GPIOs are not broken out to the board's pin headers in order to ensure reliable performance.

Functionality Overview The block diagram below shows the main components of ESP-WROVER-KIT and their interconnections.