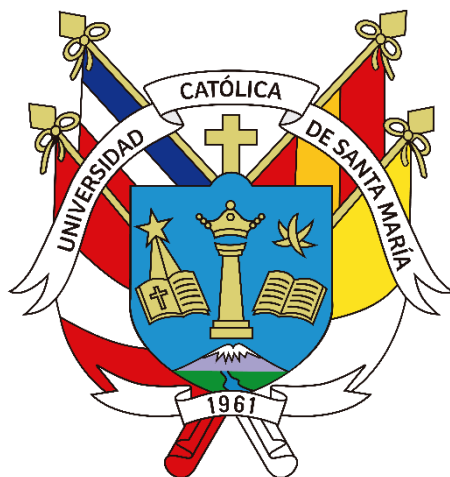


Universidad Católica de Santa María
Facultad de Ciencias e Ingenierías Físicas y Formales
Escuela Profesional de Ingeniería Electrónica



**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MICROINVERSOR PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS DOMICILIARIOS**

Tesis presentada por el Bachiller:

Argandoña Flores Gustavo Fredy

Para optar el Título Profesional de

**Ingeniero Electrónico con
especialización en Automatización
y Control.**

**Asesor: Ing. Zegarra Gago Henry
Christian**

Arequipa- Perú

2022

DICTAMEN APROBACIÓN DE BORRADOR

Arequipa, 06 de Julio del 2022

Dictamen: 006630-C-EPIE-2022

Visto el borrador del expediente 006630, presentado por:

2014600781 - ARGANDONA FLORES GUSTAVO FREDY

Titulado:

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN MICROINVERSOR PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS
DOMICILIARIOS**

Nuestro dictamen es:

APROBADO

1546 - DELGADO BARRA LUCY ANGELA
DICTAMINADOR



1767 - SULLA TORRES RAUL RICARDO
DICTAMINADOR



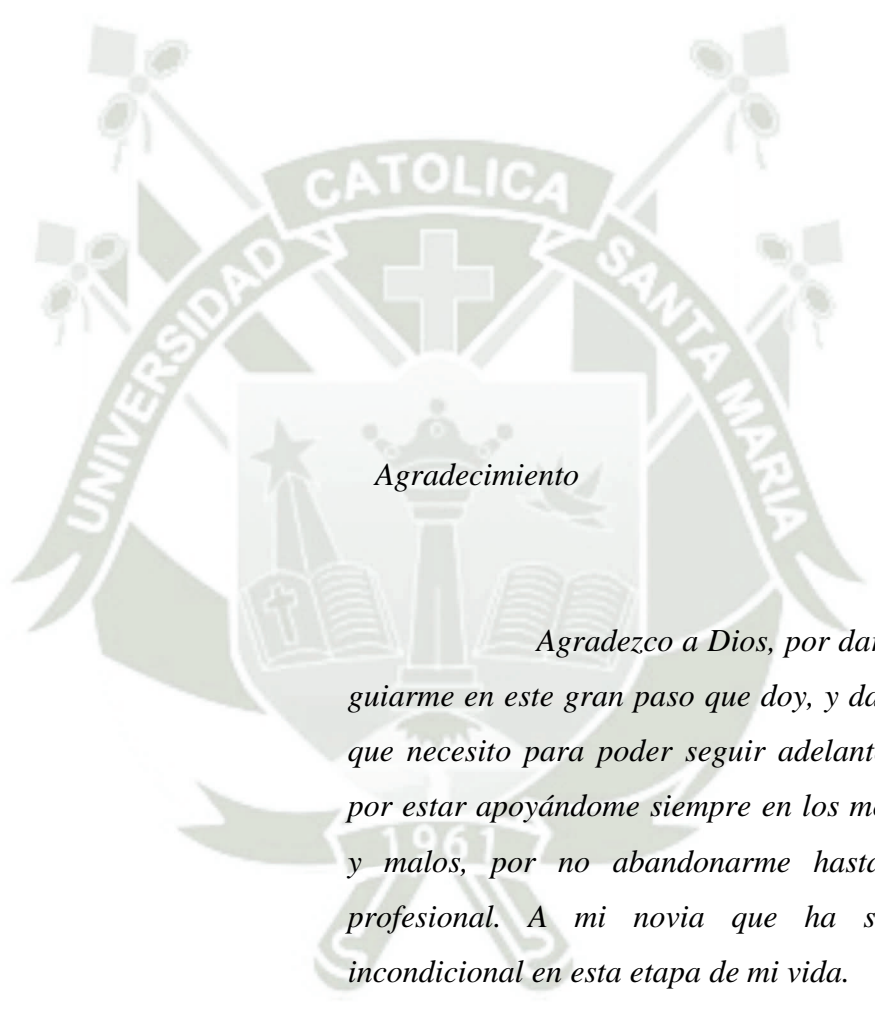
1886 - COPA PINEDA JUAN CARLOS
DICTAMINADOR





Dedicatoria

La presente tesis está dedicado primero a Dios quien ha puesto en mi vida unos grandes padres, que han hecho que pueda llegar a realizarme como un profesional, también a mis queridos maestros de la universidad, que con su exigencia pude aprender mucho como profesional y como persona y a mi novia que ha sido un apoyo incondicional en esta etapa de mi vida.



Agradecimiento

Agradezco a Dios, por darme la vida, por guiarme en este gran paso que doy, y darme las fuerzas que necesito para poder seguir adelante. A mis padres, por estar apoyándome siempre en los momentos buenos y malos, por no abandonarme hasta poder verme profesional. A mi novia que ha sido un apoyo incondicional en esta etapa de mi vida.

RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño e implementación de un microinversor que trabaja con un sistema fotovoltaico, diseñado a base de un microcontrolador para aplicaciones de control de potencia.

Este diseño presenta un microinversor con tecnología MPPT que nos permite extraer la mayor eficiencia de energía de los paneles solares y una entrega eficiente de energía a la salida de este.

Se tomó en cuenta que el diseño presenta un importante aislamiento entre sus etapas de potencia y control lo que nos permite tener una robustez a la hora de descargas eléctricas por parte de la etapa de potencia.

También se implementó diferentes sensores de corriente y voltaje en la entrada y salida de energía para así tener un monitoreo completo de todas las variables eléctricas que maneja el microinversor en sus tarjetas.

Este diseño cuenta con una pantalla que nos permite visualizar la cantidad de KW que está generando del panel solar y la cantidad de KW que se entrega a la carga.

También se puede visualizar la cantidad de corriente y voltaje que entrega el panel solar, la corriente y tensión del voltaje alterno de salida.

Se mantiene un monitoreo de temperatura del módulo inversor de voltaje, como también un control de bloqueo de este mismo modulo en caso ocurra alguna falla.

Palabras claves:

Microinversor Microcontrolador Fotovoltaico Potencia Continua Alterna.

ABSTRACT

This paper presents the design and implementation of a micro inverter that works with a photovoltaic system, designed based on a microcontroller for power control applications.

This design presents a Microinverter with MPPT technology that allows us to extract the highest energy efficiency from the solar panels and an efficient delivery of energy at the output of it.

Among the projections of this project it would be later to achieve synchronization between several of these equipment so that they work in mesh.

It was taken into account that the design presents an important isolation between its power and control stages, which allows us to have a robustness when it comes to electric shocks from the power stage.

Different current and voltage sensors were also implemented in the energy input and output in order to have a complete monitoring of all the electrical variables that the microinverter handles on its cards.

This design has a LCD screen that allows us to visualize the power (KW) that the solar panel is generating and the power (KW) that is delivered to the load.

It can also display the measuring of current and voltage delivered by the solar panel and the current and voltage of the alternating output voltage.

A temperature monitoring of the voltage inverter module is maintained, as well as a blocking control of this same module in case of any failure.

Keywords:

Microinverter Microcontroller Photovoltaic Power Keep going Alternate.

INTRODUCCION

La contaminación ambiental y el aumento de la población es un problema que se está involucrando en la generación de energía eléctrica de nuestra ciudad.

La generación de energía eléctrica está concentrada en el centro de nuestro país, esto hace que nosotros tengamos que importar aproximadamente el 80 % de la electricidad que nosotros consumimos, porque no nos abastecemos con nuestras propias centrales generadoras de energía eléctrica.

Para poder solucionar este problema se plantearon como solución la construcción de plantas hidroeléctricas como plantas geotérmicas, pero la cual conlleva mayor contaminación ambiental y alteraciones de nuestros recursos naturales, generando así mayor contaminación ambiental.

Como solución se propone “diseñar e implementar un microinversor para el control y monitoreo de un sistema fotovoltaico”. Con este equipo conseguimos convertir las energías renovable del sol en energía eléctrica, para abaratar nuestro consumo diario de energía y así poder evitar la saturación de la red.

ÍNDICE

DEDICATORIA	
AGRADECIMIENTO	
RESUMEN	
ABSTRACT	
INTRODUCCION	
INDICE	
INDICE DE TABLAS	
INDICE DE FIGURAS	
CAPITULO I	1
1. PLANTEAMIENTO METODOLÓGICO.....	2
1.1. Identificación del problema.....	2
1.1.1. Plantas hidroeléctricas	2
1.1.2. Plantas geotérmicas	2
1.1.3. Plantas termoeléctricas de gas natural.....	3
1.2. Descripción del problema.....	3
1.3. Justificación.....	4
1.4. Objetivos	5
1.4.1. General	5
1.4.2. Específicos.....	5
1.5. Alcances	5
1.6. Variables.....	6
1.6.1. Variable dependiente	6
1.6.2. Variable independiente.....	6
1.7. Límites de investigación	6
1.8. Tipo de investigación	7
1.9. Nivel de investigación.....	7

CAPITULO II.....	8
2. MARCO TEÓRICO.....	9
2.1. Efecto fotovoltaico	9
2.2. Paneles solares.....	9
2.1.1. Configuraciones optimas de los paneles solares para el micro inversor	11
2.2. Microinversor	12
2.3. Funcionamiento del equipo	13
2.3.1. Etapa de Potencia	13
2.3.2. Etapa de control.....	14
2.3.3. Control de máxima potencia.....	15
CAPITULO III.....	25
3. DISEÑO DE HADWARE	26
3.1. Diagramas de bloques generales	26
3.2. Premisas de diseño general	26
3.3. Especificaciones técnicas del panel solar	27
3.4. Etapa potencia	28
3.5. Convertidor DC/DC: Elevador de voltaje por Booster Converter	29
3.5.1. Diseño del elevador de voltaje	29
3.5.2. Calculo del Dutty Ccycle.....	30
3.5.3. Calculo de la Resistencia de Salida.....	31
3.5.4. Calculo de la Bobina	32
3.5.5. Análisis con los valores de diseño.....	34
3.6. Selección de componentes	36
3.7. Introducción del Sensado de Voltaje y Corriente del Panel solar	38
3.7.1. Etapa de Diseño.....	38
3.7.2. Opam Modo Diferencial.....	44
3.7.3. Circuito Sensor de Voltaje de Bus	46

3.7.4. Sensor de Corriente	50
3.7.5. Selección de nuestro Sensor de Corriente	51
3.7.6. Resistencia Shunt	51
3.7.7. Sensor ACS 756-050A	53
3.7.8. Analizando el Comportamiento de la recta de sensor de corriente AC756-050... 54	
3.7.9. Modulo Inteligente de Potencia (IPM).....	60
3.7.10. Conversión de DC a AC.....	62
3.7.11. Potencia IPM (AN2016-10).....	64
3.7.12. VFO (interno del IMP).....	65
3.7.13. ITRIP (Over current detection function).....	68
3.8 Diseño de sensado de voltaje en alterna.....	69
3.9 Etapa de protección	71
CAPITULO IV.....	72
4. DISEÑO DE SOFTWARE	73
4.1. Digitalización de las señales análogas.....	73
4.2. Conversión de datos	75
4.3. Datos específicos del punto de máxima potencia del panel solar.....	76
4.4. Algoritmo MPPT.....	77
4.4.1. Flujo grama del MPPT	79
4.4.2. Implementación en el programa del punto MPPT	80
4.5.1. Kernel de cálculo eléctrico	85
4.5.2. Ecuación del termistor	86
4.5.5. Sobreproteccion de temeptratura / protección contra sobrecalentamiento	89
4.6. Ecuacion del bus DC	90
4.5 Algoritmo del programa principal	92
4.5.1. Diagrama de bloques de menú de programa.....	93
4.5.2. Diagrama de bloques de menú de mediciones.....	95

4.5.3. Diagrama de bloques de menú de eficiencia	96
CAPITULO V	97
5. IMPLEMENTACIÓN DEL EQUIPO	98
CAPITULO VI.....	102
6. PRUEBAS Y RESULTADOS.....	103
6.1. Panel solar	103
6.2. Microinversor	105
6.3. Modos de funcionamiento de microinversor.....	105
6.4. Tabla de toma de datos del microinversor	1058
CAPITULO VII	1099
7. ANALISIS DE COSTOS.....	11010
CONCLUSIONES	1122
REFERENCIAS.....	1133
ANEXO.....	1155
NORMAS ELÉCTRICAS DE REFERENCIA PARA ESTA TESIS	1155
SIGLAS.....	1155
ANEXO A – CIRCUITO DE POTENCIA.....	1176
ANEXO B – CIRCUITO DE CONTROL.....	1188
ANEXO C – CIRCUITO INVERSOR.....	1199
ANEXO D – OPTO ACOPLADOR.....	1211
ANEXO E – DIODO	1233
ANEXO F – REGULADOR DE VOLTAJE.....	1255
ANEXO G – SENSOR DE CORRIENTE	1266

INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Especificaciones de diseño.....	27
Tabla 2. Especificaciones de Panel solar	27
Tabla 3. Comparación de especificaciones técnicas	28
Tabla 4. Selección de compoenetes	36
Tabla 5. Asignación de PINES	61
Tabla 6. Rangos de condiciones recomendados por el fabricante del IPM.....	62
Tabla 7. Especificaciones del panel solar	77
Tabla 8. Definición Interfaz de módulo	82
Tabla 9. Especificaciones del termistor	86
Tabla 10. Mediciones de funcionamiento del microinversor.....	108
Tabla 11. Análisis económico de la estructura externa del equipo	110
Tabla 12. Análisis económico de los componentes para la implementación del micro inversor	110

INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Efecto Fotoeléctrico	9
Figura 2. Partes de un panel solar	10
Figura 3. Arreglo de paneles en paralelo	11
Figura 4. Arreglo de paneles solares en serie	12
Figura 5. Función de un micro inversor.....	12
Figura 6. Campos del micro inversor	13
Figura 7. Etapa de control de micro inversor.....	14
Figura 8. Diagrama de Bloques del micro inversor	15
Figura 9. Comportamiento de Punto de Máxima Potencia.....	16
Figura 10. Cara frontal y posterior de la placa launchpad c2000.	17
Figura 11. Clasificación de los pines de la tarjeta Launchpad C2000.....	17
Figura 12. Creación de un proyecto en coder composer studio.....	19
Figura 13. Creación del proyecto1 en el coder composer studio.....	19
Figura 14. Plataforma de trabajo para la tarjeta launchpad C2000.....	20
Figura 15. Convertidor elevador DC-DC	21
Figura 16. Convertidor flyback elevador.....	21
Figura 17 Convertidor reductor elevador	22
Figura 18. Tipos de sensores electrónicos	24
Figura 19. Diagrama de bloques general del micro inversor	26
Figura 20. Diagrama de bloques de la etapa de Potencia	29
Figura 21. Diagrama de bloques de entrada y salida del convertidor DC/DC.....	30
Figura 22. Diagrama esquemático del elevador de voltaje	32
Figura 23. Divisor de voltaje	39
Figura 24. Cuadro de Resistencias Comerciales.....	40
Figura 25. Divisor de voltaje con resistencias calculadas	41
Figura 26. Diagrama de circuito Diferencial con tierras separadas	42
Figura 27. Opan modo Diferencial	45
Figura 28. Esquemático modo diferencial para obtención de un voltaje proporcional.....	47
Figura 29. Reducción de voltaje proporcional a la entrada de 400 V.....	47
Figura 30. Divisor de voltaje	48
Figura 31. Cuadro de resistencias comerciales	49
Figura 32. Esquema de la conexión de la resistencia Shunt	51

Figura 33. Efecto Hold del sensor ACS 756-050 A	53
Figura 34. Diagrama de bloques del sensor ACS 756-050 A.....	53
Figura 35. Comportamiento del sensor AC756-050.....	54
Figura 36. Especificaciones técnicas del sensor	56
Figura 37. Divisor de voltaje	57
Figura 38. Cuadro de resistencia comercial.....	58
Figura 39. Sensor de corriente con circuito reductor.....	59
Figura 40. Diagrama de etapas realizadas	60
Figura 41. Diagrama interno el IPM.....	60
Figura 42. Activación de SW1 y SW4.....	62
Figura 43. Activación de SW2 y SW3.....	63
Figura 44. Activación de SW de la misa columna genera un corto circuito.....	64
Figura 45. Entradas y salidas del módulo IPM.....	64
Figura 46. Filtro pasa bajo interno del módulo IPM	65
Figura 47. Circuito interno en el pin VFO.....	65
Figura 48. Diagrama de conexionado de VFO al ADC.....	66
Figura 49. Grafica del RTD, comportamiento del sensor de temperatura del IPM	66
Figura 50. Circuito del VFO para la indicación de falla de baja tensión.....	67
Figura 51. Grafica Del Voltaje de alimentación en funciona a la temperatura.....	67
Figura 52. Circuito para operación del ITRIP	68
Figura 53. Conversión de voltaje.....	69
Figura 54. Plano cartesiano de los puntos de entrada y salida.....	69
Figura 55. Configuración modo diferencial para senado de voltaje alterno.....	70
Figura 56. Circuito de protección del micro inversor.....	71
Figura 57. Gráfico de la parte eléctrica	77
Figura 58. Modelo de una celda fotovoltaica	77
Figura 59. Grafica de la ecuación del MPPT.....	78
Figura 60. Configuración del MPPT.....	79
Figura 61. Diagrama de flujo del método de conductancia incremental	80
Figura 62. Modulo del seguimiento de máxima potencia.....	80
Figura 63. Punto Flotante.....	82
Figura 64. Diagrama de flujo del RMS en alterna y continúa	85
Figura 65. Grafica del comportamiento del termistor.....	87

Figura 66 Monitor de temperatura con termistor incorporado y resistencia de extracción.....	88
Figura 67. Variación de voltaje del VFO junto con el cambio de temperatura del termistor NTC.....	88
Figura 68. Características de la resistencia del termistor interno en función de la temperatura del termistor	89
Figura 69. Propuestas de circuito para protección contra sobrecalentamiento	90
Figura 70. Esquemático modo diferencial para obtención de un voltaje proporcional.....	90
Figura 71. Diagrama de las etapas del programa	92
Figura 72. Menú de programa principal.....	93
Figura 73. Menú de mediciones	95
Figura 74. Menú de eficiencia.....	96
Figura 75. Diseño del elevador de voltaje primera placa.....	98
Figura 76. Diseño de circuito excitador de mosfet primera placa.....	99
Figura 77. Pistas grabadas en fibra de vidrio etapa de control y potencia	99
Figura 78. Implementación de la etapa de potencia y control de micro inversor	101
Figura 79. Case de microinversor cara frontal y posterior	101
Figura 80. Características del Panel Solar.....	103
Figura 81. Conectores de paneles solares	103
Figura 82. Medición de voltaje sin carga	104
Figura 83. Pruebas con el equipo conectado.....	105
Figura 84. Pantalla de medición, corriente y voltaje del panel solar	106
Figura 85. Voltaje Bus y temperatura del IPM	106
Figura 86. Voltaje y corriente en alterna.....	106
Figura 87. Potencia de entrada y salida.....	107
Figura 88. Ratio y eficiencia	107



CAPITULO I

1. PLANTEAMIENTO METODOLÓGICO

1.1. Identificación del problema

El consumo excesivo de la electricidad por las personas y la sobrepoblación trae como resultado un impacto ambiental donde se agotan los recursos naturales y la contaminación ambiental crece por la necesidad de generar mayor electricidad, por tanto la mayoría de proyectos de plantas generadoras de electricidad se centran en tratar de generar la mayor de energía posible, pero a costa de generar mayor contaminación ambiental.

Para poder reducir la contaminación ambiental las plantas generadoras trabajan con fuentes renovables pero nuevos estudios demuestran que algunas plantas con fuentes renovables siguen generando una contaminación ambiental considerable, algunas de estas son:

1.1.1. Plantas hidroeléctricas

Según Pueyo (2021) iAguá el proyecto web especializado en la información sobre el sector del agua muestran estudios realizados por la IC3 e INPA que en estas plantas se producen gran cantidad metano (CH_4) que incrementa el efecto invernadero más que el dióxido de carbono (CO_2), y también provocan una considerable disminución de caudal en los ríos.

Cálculos indican que por unidad de energía producida algunos reservorios producen más gases de invernadero que las plantas que funcionan con carbono o petróleo.

1.1.2. Plantas geotérmicas

Twenergy (2019) la comunidad online dedicada al campo de la eficiencia energética y el desarrollo sostenible sostiene que la energía geotérmica genera emisiones tóxicas en casos de accidente o fugas. Específicamente se puede liberar ácido sulfhídrico, el cual se detecta por su característico olor a huevo podrido; sin embargo, en grandes cantidades no se percibe y es letal. En esos casos también habría cierto riesgo de que sustancias tóxicas, como arsénico o amoníaco, se liberen y produzcan la contaminación del agua de ríos o lagos próximos.

1.1.3. Plantas termoeléctricas de gas natural

La revista internacional DYNA de la Universidad Nacional de Colombia en uno de sus artículos sostuvo que este tipo de planta no se puede considerar una fuente de energía renovable ya que el proceso para producirla demora años, además su uso puede dar origen a dióxido de carbono (CO₂) y monóxido de carbono (CO).

El gas natural inevitablemente produce gases de metano, gas de efecto invernadero muy potente que contribuye al cambio climático global.

El inicio de la generación eléctrica está determinado para un fin específico que es en su mayoría es el del consumo de la población, la falta de conciencia y conocimiento de la población del impacto que lleva generar electricidad para su consumo, impulsa a la construcción de más plantas hidroeléctricas, termoeléctricas y que sigan generando mayor cantidad de energía eléctrica sin importar el impacto que pueda ocasionar.

1.2. Descripción del problema

Según Quiñones (2019), una crisis energética se cierne sobre nuestro país, “hoy todas las voces concuerdan que para los años 2022 o 2023, los precios de la electricidad en el Sur tenderán a elevarse por la falta de generación eficiente, dado que las líneas eléctricas, construidas y pagadas por todos nosotros, no pueden resolver el problema de la confiabilidad del servicio”, informo el Ing. Luis Espinoza Quiñones , ex viceministro de Energía en la revista TINTA VERDE , revista especializada en Sostenibilidad y Responsabilidad Social Empresarial .

El problema se origina porque actualmente la generación eléctrica está concentrada en el centro del país, lo que hace que la región Arequipa tenga que importar el 80% de la electricidad que consume, pues no se autoabastece pese a contar con los recursos naturales para hacerlo. En igual situación se encuentran todas las regiones del Sur, que sufren un déficit eléctrico mayor a los 400 MW.

En el 2022 este problema se agravará para esos años debido al mayor consumo y al incremento de la población. Así lo sustenta el Comité de Operaciones del Sistema Interconectado Nacional (COES), que en su “Informe de diagnóstico de las condiciones operativas del SEIN período 2019 – 2028” indica que la demanda eléctrica superará a la oferta de generación eficiente, lo que conduciría a un escenario de crisis.

Por lo cual, el problema actual se centra en el uso de los micro inversores de energía solar, que actualmente su popularidad se encuentra creciendo en el mercado.

Dichos micro inversores por ser de fabricación extranjera y privada, al presentar desperfectos en su funcionamiento se deben reemplazar el equipo completamente y simplemente desecharlos; como también ellos mismos especifican que deben utilizar accesorios para su funcionamiento de la misma marca, encerrándonos en el consumo de sus propios productos.

Por lo que el problema principal sería el no contar con el diseño de un microinversor con monitoreo de consumo de energía, de libre compatibilidad con cualquier tipo accesorio para su uso (paneles solares, llaves eléctricas, tipo de baterías, etc), y no contar con un código de programación abierto, para que otros ingenieros diseñadores puedan presentar aportes y mejoras al diseño.

1.3. Justificación

El consumo excesivo y la sobrepoblación en Arequipa demandan gran cantidad de energía de las plantas generadoras de electricidad del centro del país y de sus propias represas llevando a un desabastecimiento de energía en la ciudad de Arequipa, lo que conduciría a un escenario de crisis.

La importancia de poder bajar el consumo de energía en la población de Arequipa ayudara en forma sostenida poder evitar la crisis de desabastecimiento y reducir en gran medida la contaminación ambiental y el efecto invernadero que tanto aqueja a nivel mundial.

Por lo que mi aporte es diseñar un microinversor para poder disminuir el consumo de energía eléctrica (gracias al Decreto Legislativo N° 1221, que promueve el acceso a la energía eléctrica) y poder controlar y monitorear cuánta energía generamos y cuánta energía consumimos de dicha red eléctrica integrada.

Los beneficios que traerá este diseño será descongestionar la red eléctrica integrada y reducir la contaminación a medida que se vaya implementado estos sistemas en cada uno de los hogares, así incentivando a la población a tener mayor control del consumo de energía y convertir sus hogares en pequeñas plantas generadoras de energía renovable.

1.4. Objetivos

1.4.1. General

Diseño e implementación de un microinversor para sistemas fotovoltaicos domiciliarios.

1.4.2. Específicos

- Diseñar un microinversor que utilice un micro controlador específicamente para aplicaciones de control de potencia.
- Implementar un circuito elevador de voltaje con rango máximo de 60 a 311 voltios en continua utilizando componentes de estado salido como mosfet, diodos e IGBTs.
- Diseñar la etapa de sensado de voltaje y corriente alterna para el inversor.
- Diseñar un interfaz humano máquina para el usuario.
- Se implementara un equipo microinversor con los cálculos de diseño realizados.
- Se realizara pruebas de funcionamiento del micro inversor.

1.5. Alcances

Se diseñara e implementara un microinversor para que pueda ser integrado en los sistemas fotovoltaicos de los hogares permitiendo tener un control de cuanta energía se consume y cuando energía se está generando así poder incentivar a los usuarios tener sus propias plantas generadoras de energía en sus hogares lo cual ayudara a no saturar la red eléctrica

integrada y disminuir el impacto ambiental que generan las plantas de energía eléctrica por la sobredemanda de energía de la sobrepoblación, el trabajo presente tendrá el siguiente alcance:

Se diseñara un equipo de alta eficiencia energética que opere bajo un algoritmo de código abierto en C++, el microinversor por ser de fabricación nacional, se podrá reparar rápidamente en caso presente algún desperfecto en su funcionamiento, el costo del equipo por la potencia que maneja frente a sus competidores, es también accesible a la sociedad. El microinversor también contara con un control y monitoreo de cuanta potencia consumo y cuanta potencia se está generando.

1.6. Variables

1.6.1. Variable dependiente

- Algoritmo de energía de entra y energía de salida del micro inversor.
- Eficiencia de los paneles solares.
- Eficiencia de inversor.

1.6.2. Variable independiente

- Voltaje y corriente del panel solar.
- Corriente de carga conectada al micro inversor.
- Radiación solar: es la onda electromagnética generada por el sol que incidirá al panel para poder obtener voltaje continuo (C-C).

1.7. Límites de investigación

- Diseño de un microinversor para paneles solares
- Implementación de un microinversor para paneles solares.
- Desarrollo de un algoritmo de control para los equipos microinversor que se ha desarrollado previamente.
- Implementar el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia.

1.8. Tipo de investigación

Investigación aplicada a energías renovables, no contaminantes.

1.9. Nivel de investigación

Nivel Aplicativo, la investigación tiene nivel aplicativo porque se está diseñando un prototipo del equipo y se presenta de modo real su funcionamiento.

Antecedentes previos:

Tesis diseño implementación y análisis económico de un sistema fotovoltaico con microinversor analizado en las condiciones geográficas y climatológicas de la ciudad de Juliaca – Tesis de Grado Mary Cymbel Vilca Choque – año 2020.

Viabilidad para la implementación de sistemas on grid con microinversor de 600w de potencia para autoconsumo en edificaciones ubicadas en la ciudad de Juliaca – Tesis de Grado Déniz Renzo Deza Mamani – año 2022.

Diseño e implementación de un sistema didáctico de generación fotovoltaica de conexión a red, para el laboratorio de fuentes alternativas – Tesis de grado de Juan Carlos Echever Baez y Cesar Luis Naranjo Barrera – año 2016.



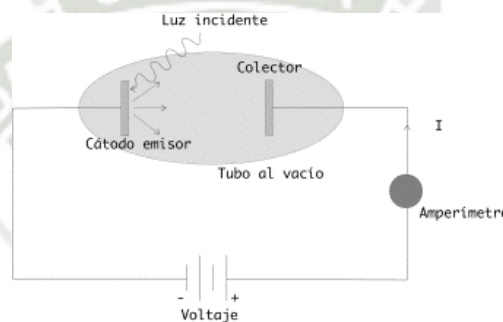
CAPITULO II

2. MARCO TEÓRICO

2.1. Efecto fotovoltaico

Para entender el efecto fotoeléctrico es necesario entender que es la luz. La luz tiene una naturaleza dual esto quiere decir que es una onda y un cuerpo, el cuerpo es lo que se conoce como fotones y lleva con ellos una cantidad de energía, al colisionar con algunos materiales metálicos genera movimiento de electrones lo que en terciaria es electricidad. (Cota, s.f).

Figura 1.
Efecto Fotoeléctrico



Fuente: Efecto fotoeléctrico. M.A. Rodríguez Esta imagen se obtuvo de www.fisica.ru/2017/dfmg/teacher/archivos/efecto_fotoelectrico.pdf

Este fenómeno es aprovechado en paneles solares los cuales reciben la energía del sol transformándola en electricidad. Este tipo de fenómeno es aprovechado mucho más con la luz ultravioleta por tener una frecuencia alta a comparación de la luz visible.

2.2. Paneles solares

Para Santos (s.f.) Los módulos fotovoltaicos o colectores solares fotovoltaicos (llamados a veces paneles solares, aunque esta denominación abarca otros dispositivos) están formados por un conjunto de celdas (Células fotovoltaicas) que producen electricidad a partir de la luz que incide sobre ellos. El parámetro estandarizado para clasificar su potencia se denomina potencia pico, y se corresponde con la potencia máxima que el módulo puede entregar bajo unas condiciones estandarizadas, que son:

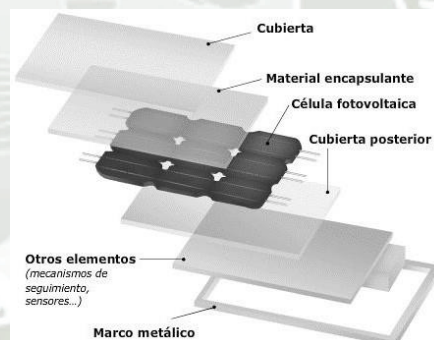
- Radiación de 1000 W/m².
- Temperatura de célula de 25° C (no temperatura ambiente).

Las placas fotovoltaicas se dividen en:

- Mono cristalinas: se componen de secciones de un único cristal de silicio (reconocibles por su forma circular u octogonal, donde los cuatro lados cortos, si se observa se aprecia que son curvos, debido a que es una célula circular recortada).
- Poli cristalinas: cuando están formadas por pequeñas partículas cristalizadas.
- Amorfas: cuando el silicio no se ha cristalizado.

La fabricación de los paneles solares cuenta con una serie de capas que ayudan a una mejor eficacia al momento de entregar energía, estas capas se muestran en la figura 2.

Figura 2.
Partes de un panel solar



Fuente: Partes de un panel solar. Ecosistemas del sureste S.L. Esta imagen se obtuvo de <https://www.ecosistemasdelsureste.com/news/componentes-principales-de-una-instalacion-solar-fotovoltaica/>

El panel solar está compuesto de celdas solares, las cuales están compuestas de una capa delgada de silicio que es un semiconductor. En este semiconductor una parte está dopada con electrones y otra parte de este semiconductor está dopada con huecos, es decir un semiconductor tipo N con un semiconductor tipo P. Al tener estas dos capas dopadas el ingreso de un fotón puede excitar el movimiento de un electrón y así poder generarse una corriente eléctrica.

2.1.1. Configuraciones óptimas de los paneles solares para el micro inversor

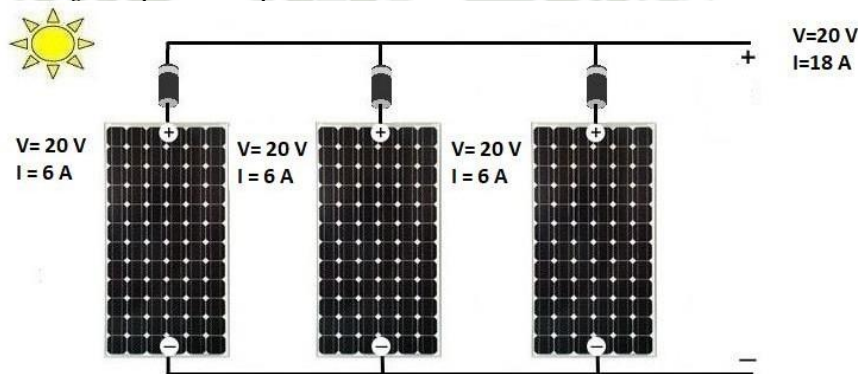
Como se observó en el punto anterior nuestro micro inversor está diseñado para soportar como máximo un voltaje de entrada de 60 V, una corriente de 20.8 A y una potencia de 250 W, por lo tanto nuestro inversor puede tomar los siguientes arreglos de paneles.

2.1.1.1. Configuración en paralelo

Como se puede observar en la figura 3, los paneles de potencia con la capacidad de entrega de corriente en configuración paralelo, de modo que las corrientes se suman e ingresan al micro inversor.

Figura 3.

Arreglo de paneles en paralelo

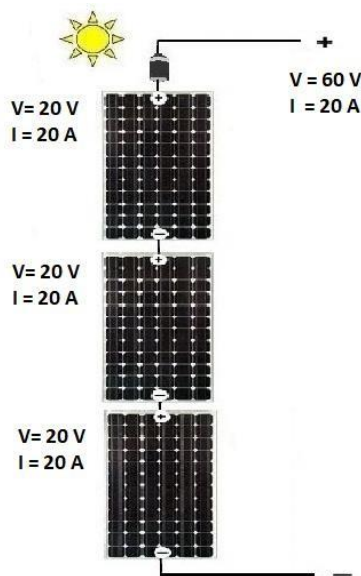


Fuente: Arreglo de paneles solares en paralelo. Mppt Solar. Esta imagen se obtuvo de <https://www.mpptsolar.com/es/paneles-solares-paralelo.html>

2.1.1.2. Configuración en serie

Como se muestran en la figura 4, se configuran los paneles de modo que los voltajes que entregan, sumen los 60 voltios requeridos para el micro inversor, mientras que la corriente que sale de este arreglo es la misma.

Figura 4.
Arreglo de paneles solares en serie



Fuente: Arreglo de paneles solares en serie. Mppt Solar. Esta imagen se obtuvo de <https://www.mpptsolar.com/es/paneles-solares-paralelo.html>

2.2. Microinversor

Según Rodríguez (s.f.) El exponencial crecimiento del autoconsumo lleva ligado la aparición de una nueva familia dentro de los inversores, conocidos como micro inversores, que permiten optimizar al máximo las instalaciones fotovoltaicas utilizadas en viviendas. Este equipo es el responsable de transformar la energía en continua generada por los paneles solares en energía en alterna, la forma de energía utilizada por los consumidores finales véase la figura 5.

Figura 5.
Función de un micro inversor



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

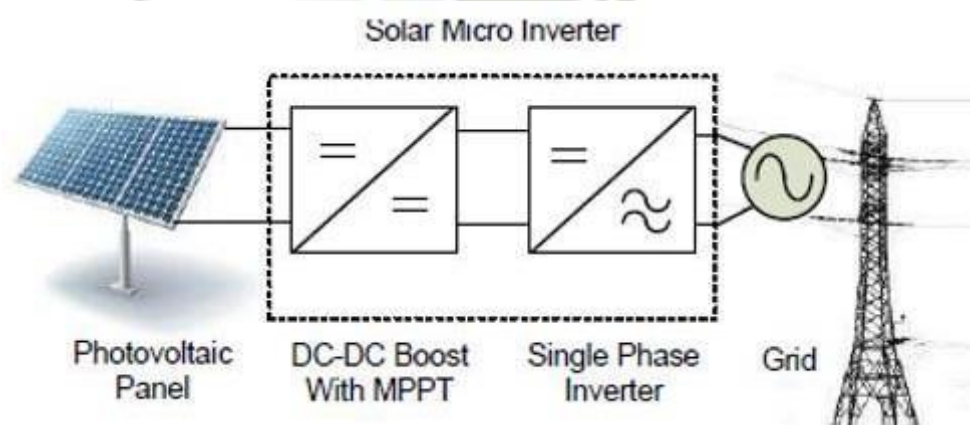
Los micro inversores funcionan de manera independiente, transformando la energía en continua en alterna in situ, de tal forma que cada micro inversor maximiza la producción de cada panel conectado al mismo (dependiendo del número de MPPTs se podrán conectar uno o más paneles al micro inversor). También, dentro de cada panel conectado a este micro inversor, funcionará de manera independiente. Por ejemplo, un panel sucio, con fallos eléctricos en alguno de los paneles o posibles sombras ocasionales no reducirá la producción del resto del sistema.

2.3. Funcionamiento del equipo

2.3.1. Etapa de Potencia

El funcionamiento empieza en un panel fotovoltaico el cual es una fuente de CC no lineal; este panel conectado al micro inversor debe alimentar una vivienda, y un algoritmo de seguimiento de potencia máxima debe maximizar la potencia del panel. Por lo tanto, el desafío de este diseño del sistema de inversor fotovoltaico es alimentar una corriente limpia a las viviendas mientras se mantiene el punto de máxima potencia del panel como se muestra en la figura 6.

Figura 6.
Campos del micro inversor.



Fuente: Campos del micro inversor. Texas Instrument. (2017) Esta imagen se obtuvo de la página de <https://www.ti.com/lit/ug/tidu405b/tidu405b.pdf>

2.3.2. Etapa de control

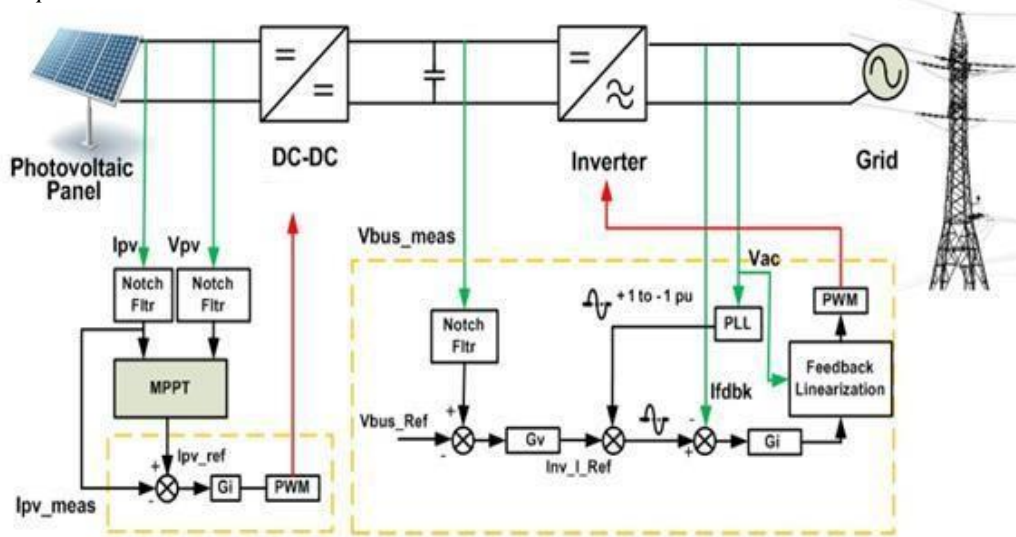
El convertidor CC-CC extrae corriente CC del panel fotovoltaico de modo que el panel funcione en su punto de transferencia de potencia máxima. Esto requiere mantener la salida del panel, como la entrada del convertidor CC-CC, a un nivel determinado por el algoritmo MPPT.

En esta implementación, el algoritmo MPPT determina la corriente de salida del panel (corriente de referencia) para la máxima transferencia de potencia. Un bucle de control de corriente para el convertidor elevador asegura que la corriente de entrada del convertidor rastrea la corriente de referencia MPPT.

La salida de la etapa de retorno es un bus de CC de alto voltaje, que impulsa el inversor CC-CA.

La etapa del inversor mantiene el bus de CC en un punto de ajuste deseado e inyecta una corriente de onda sinusoidal controlada.

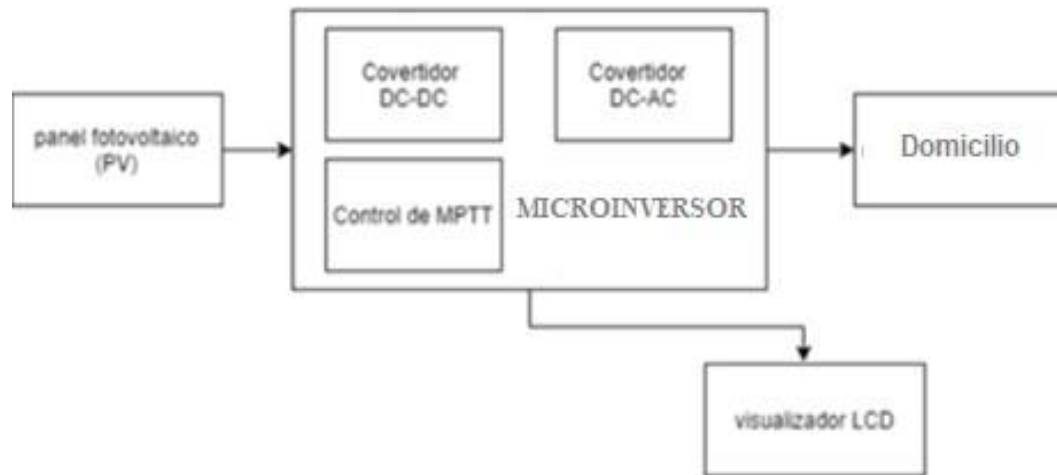
Figura 7.
Etapa de control de micro inversor.



Fuente: Etapa de control del micro inversor. Texas Instrument. (2017) Esta imagen se obtuvo de la página de <https://www.ti.com/lit/ug/tidu405b/tidu405b.pdf>

Las etapas con que se contara en el diseño del microinversor están claramente definidas en la figura 8.

Figura 8.
Diagrama de Bloques del micro inversor.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

2.3.3. Control de máxima potencia

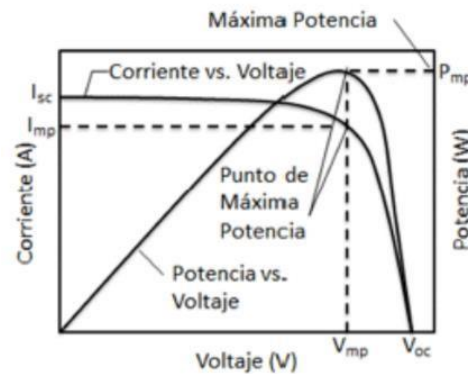
Según Cuestas (s.f.) Las técnicas de seguimiento del MPPT se utilizan para maximizar la energía entregada por los sistemas fotovoltaicos.

En general, dicho seguimiento se realiza utilizando un conversor continua-continua (DC/DC - Direct Current/Direct Current), el cual es controlado mediante una señal modulada en ancho de pulso (PWM – Pulse-Width Modulation).

De esta manera se modifica la corriente extraída del panel y, por lo tanto, su potencia. Existe una gran variedad de algoritmos de seguimiento que se diferencian por su complejidad, su velocidad de convergencia al MPP, costos, sensores utilizados, etc.

De todos ellos, el más utilizado es el de “perturbar y observar”, debido a su simplicidad de funcionamiento. En la figura 9 se muestra el comportamiento del MPPT.

Figura 9.
Comportamiento de Punto de Máxima Potencia.



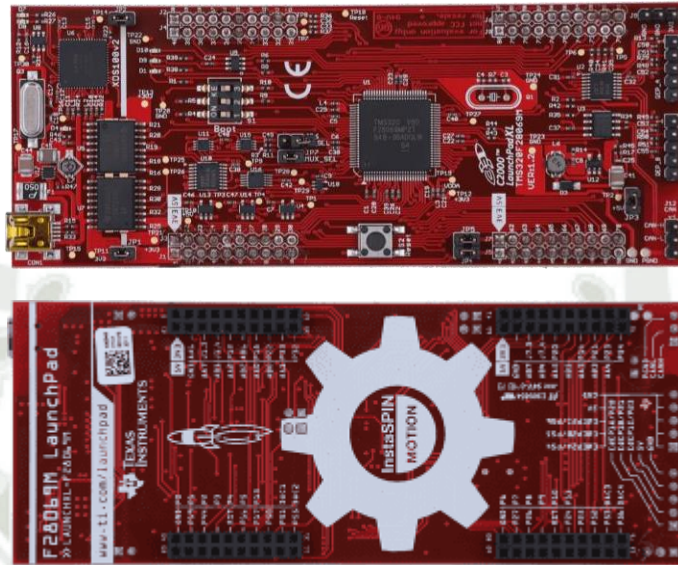
Fuente: Comportamiento de Punto de Máxima Potencia.
J. Cepeda, A. Sierra. Esta imagen se obtuvo de
<https://repository.usta.edu.co/bitstream/handle/11634/4196/cepedajuan2017.pdf?sequence=1>

2.4. Micro controladores

Un micro controlador es un microprocesador con algunos periféricos comprimidos todo en una sola unidad física o circuito integrado. Para el desarrollo del presente proyecto, se ha tenido que discernir entre distintos micro controladores para el correcto funcionamiento del VSC. Primero se consideró la RaspberryPi 3B+. No obstante, se decidió no utilizar éste módulo porque se buscaban unas frecuencias de conmutación mayores de las que podían conseguirse con periféricos de los que se disponía. En la figura 10, podemos observar la cara superior y posterior de la tarjeta de control, esta tarjeta cuenta con las siguientes características:

- Sonda de depuración XDS100v2 JTAG aislada conectada por USB para depuración en tiempo real y programación flash.
- 4 cabezales/conectores de 20 pines.
- Botones y LED programables.
- TMS320F28069M: CPU C28x de 90 MHz, Flash de 256 KB, InstaSPIN FOC e InstaSPIN-MOTION habilitados, ADC de 12 bits, CAN, interfaz de codificador 2x (eQEP), UART, SPI y más.
- Admite dos BoosterPacks.
- Dos conectores de interfaz de codificador.

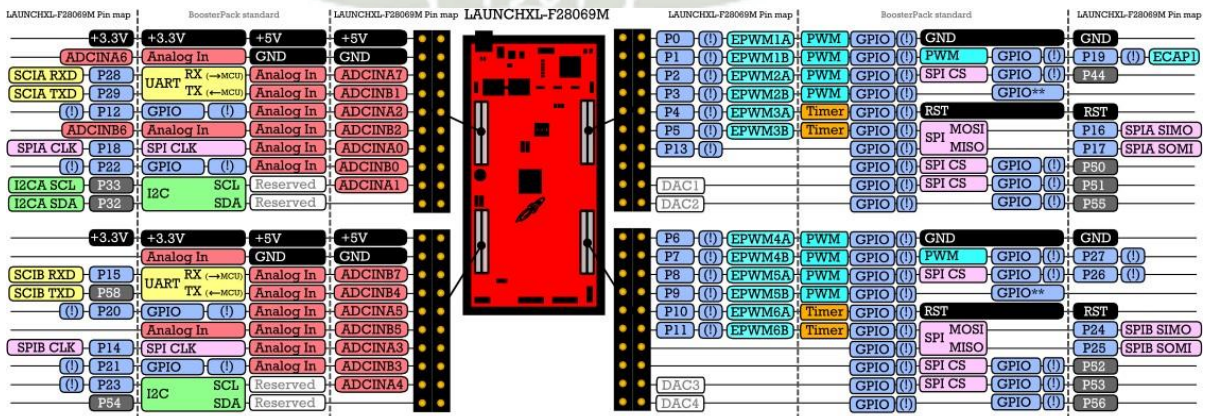
Figura 10.
Cara frontal y posterior de la placa launchpad c2000.



Fuente: Cara frontal y posterior de la placa launchpad c2000. Tutorial de la tarjeta Launchpad. M.I.Larry (2016) Esta imagen se obtuvo de http://odin.fi-b.unam.mx/labdsp/files/PDSL/archivos/tutorial_delfino.pdf

En la figura 11, podemos encontrar los pines utilizados del Launchpad C2000 TMS320F28069, los pines de la tarjeta están divididos en dos partes, en el lado derecho tenemos los módulos PWM y en el lado izquierdo los módulos de conversión Análogo digital.

Figura 11.
Clasificación de los pines de la tarjeta Launchpad C2000.



Fuente: Clasificación de los pines de la tarjeta Launchpad C2000. Tutorial de la tarjeta Launchpad. M.I.Larry (2016) Esta imagen se obtuvo de http://odin.fi-b.unam.mx/labdsp/files/PDSL/archivos/tutorial_delfino.pdf

2.5. Programa Coder Composer studio

El Launchpad C2000 trabaja con Code composer studio es una plataforma de desarrollo que permite trabajar con todos los procesadores de Texas instrument, el coder composer studio integra:

- Edición.
- Generación de código.
- Depuración.

El coder composer studio cuenta con perspectivas para la visualización de la información:

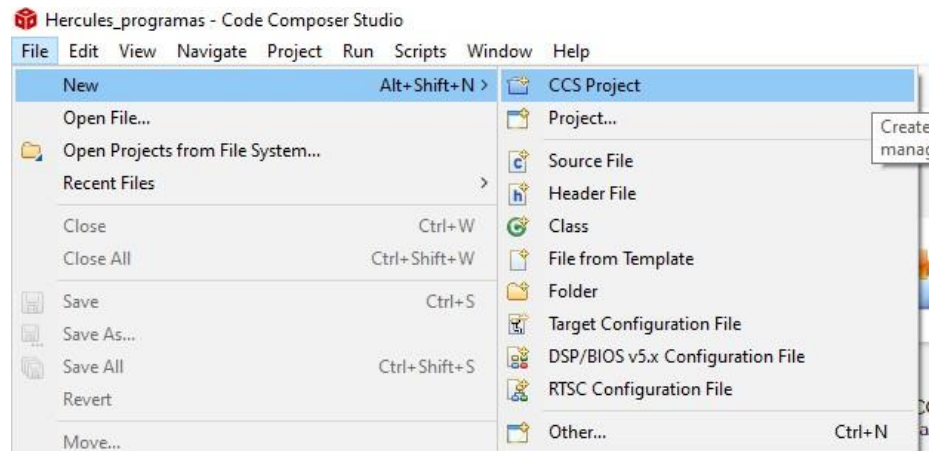
- **Perspectiva C/C++:** Despliega todas las herramientas necesarias para el desarrollo del código.
- **Perspectiva de depuración:** Despliega todas las ventanas y herramientas necesarias para la etapa de la depuración.

Un típico proyecto en el coder composer studio consta de los archivos siguientes:

- Código fuente en lenguaje C y/o ensamblador.
- Librerías.
- Archivos de comandos o linker.

Para poder crear un proyecto en coder composer studio ingresamos a la siguiente ruta: file – new – cssproyect como se muestra en la figura 12.

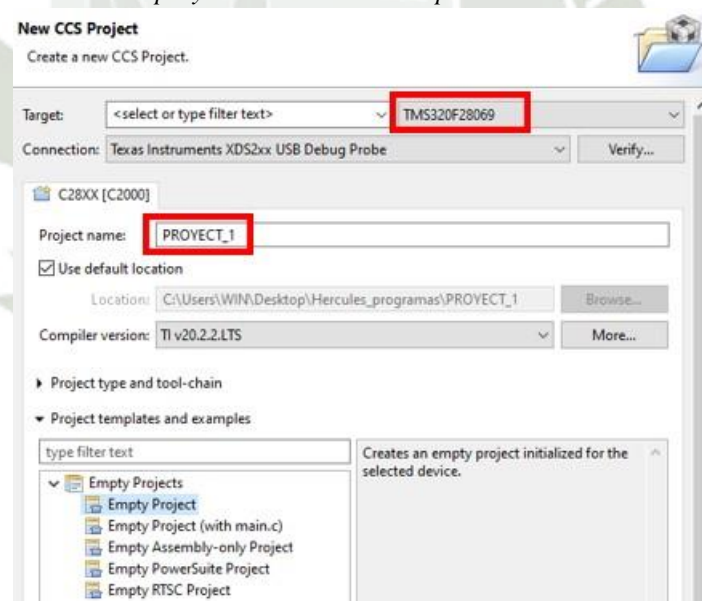
Figura 12.
Creación de un proyecto en coder composer studio.



Fuente: Creación de un proyecto en coder composer studio. Esta imagen es una elaboración propia.

Para la configuración de la conexión de la tarjeta launchpad se selecciona el modelo de la tarjeta a utilizar y se coloca el nombre del proyecto, esto lo podemos ver en la figura 13.

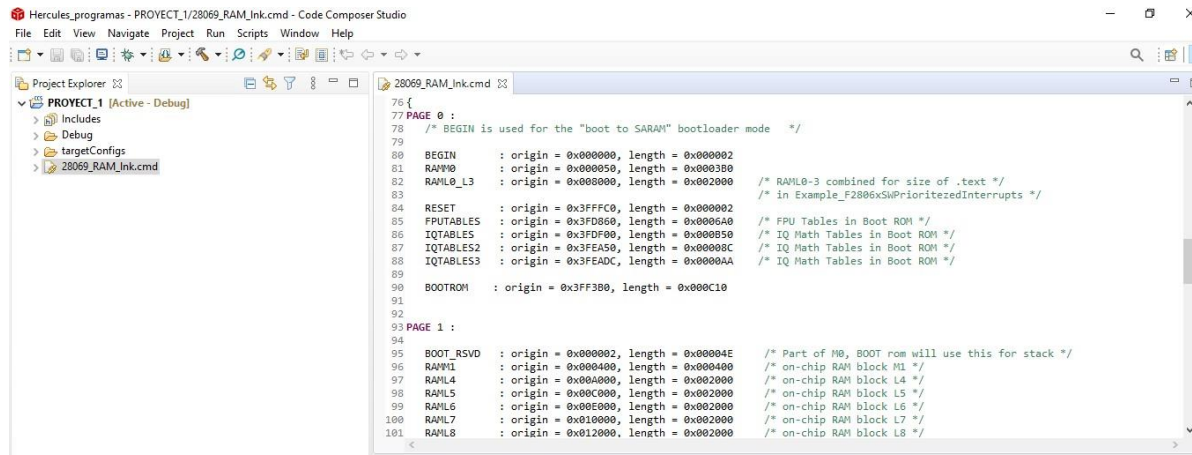
Figura 13.
Creación del proyecto1 en el coder composer studio.



Fuente: Creación del proyecto1 en el coder composer studio. Esta imagen es una elaboración propia.

En la figura 14, podemos observar la plataforma de trabajo, donde podemos empezar a trabajar la tarjeta launchpad C2000.

Figura 14.
Plataforma de trabajo para la tarjeta launchpad C2000.



```

76 {
77 PAGE 0 :
78 /* BEGIN is used for the "boot to SARAN" bootloader mode */
79
80 BEGIN      : origin = 0x000000, length = 0x000002
81 RAMW0     : origin = 0x000050, length = 0x000300
82 RAML0_L3  : origin = 0x000000, length = 0x002000 /* RAML0-3 combined for size of .text */
83                                                    /* in Example_F2806xSmPrioritizedInterrupts */
84 RESET     : origin = 0x3FFFC0, length = 0x000002
85 FPUTABLES : origin = 0x3FD860, length = 0x0006A0 /* FPU Tables in Boot ROM */
86 IQTABLES  : origin = 0x3DF000, length = 0x000B50 /* IQ Math Tables in Boot ROM */
87 IQTABLES2 : origin = 0x3FEA50, length = 0x00008C /* IQ Math Tables in Boot ROM */
88 IQTABLES3 : origin = 0x3FEADC, length = 0x0000AA /* IQ Math Tables in Boot ROM */
89
90 BOOTROM   : origin = 0x3FF3B0, length = 0x000C10
91
92
93 PAGE 1 :
94
95 BOOT_RSVD : origin = 0x000002, length = 0x00004E /* Part of M0, BOOT rom will use this for stack */
96 RAMW1     : origin = 0x000400, length = 0x000400 /* on-chip RAM block M1 */
97 RAML4     : origin = 0x00A000, length = 0x002000 /* on-chip RAM block L4 */
98 RAML5     : origin = 0x00C000, length = 0x002000 /* on-chip RAM block L5 */
99 RAML6     : origin = 0x00E000, length = 0x002000 /* on-chip RAM block L6 */
100 RAML7     : origin = 0x010000, length = 0x002000 /* on-chip RAM block L7 */
101 RAML8     : origin = 0x012000, length = 0x002000 /* on-chip RAM block L8 */

```

Fuente: Plataforma de trabajo para la tarjeta launchpad C2000. Esta imagen es una elaboración propia.

2.6. Convertidores

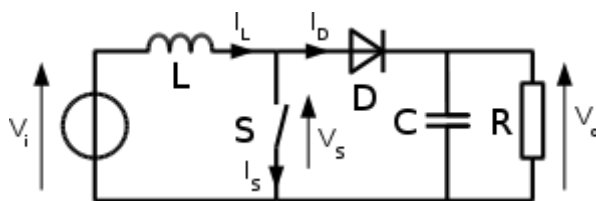
Existen varios tipos de convertidores elevadores de voltaje, los más conocidos son:

2.6.1. Convertidor elevador DC-DC

Con este convertidor obtenemos una tensión continua mayor a su entrada es un tipo de fuente de alimentación conmutada, en su diseño podemos encontrar dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), almacenadores de energía bobina y condensador.

Se añaden filtros construidos con inductores y condensadores para poder mejorar el rendimiento.

Figura 15.
Convertidor elevador DC-DC

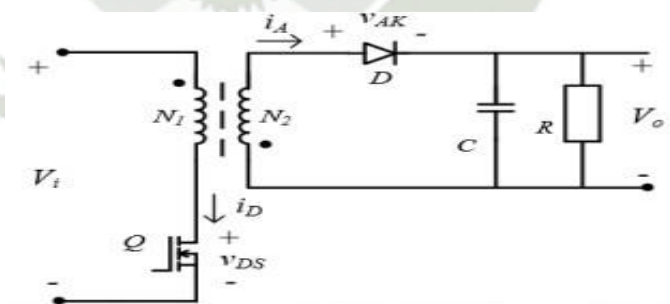


Fuente: Convertidor elevador DC-DC.C.Valiente. Trabajo final de grado. Año (2017). Esta imagen se obtuvo de Tesis Diseño y simulación de un cargador de batería para dispositivos alimentados por USB. Trabajo final de grado ETSID Universidad Politécnica de Valencia

2.6.2. Convertidor flyback

Con este convertidor obtenemos también una tensión continua mayor a su entrada pero con aislamiento galvánico entre entrada y salida, consta también de dos bobinas acopladas en lugar de una única bobina, una de sus desventajas de este convertidor es el efecto negativo de la inductancia de dispersión que causa sobretensiones importantes en el interruptor controlado con lo que su uso queda limitado a aplicaciones de baja tensión de entrada.

Figura 16.
Convertidor flyback elevador.



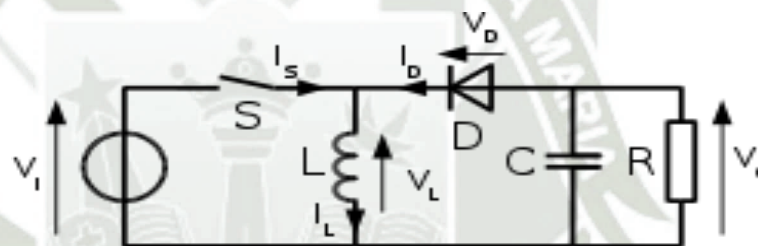
Fuente: Convertidor elevador DC-DC.C.Valiente. Trabajo final de grado. Año (2017). Esta imagen se obtuvo de Tesis Diseño y simulación de un cargador de batería para dispositivos alimentados por USB. Trabajo final de grado ETSID Universidad Politécnica de Valencia

2.6.3. Convertidor reductor elevador

Con este convertidor obtenemos una tensión continua mayor o menor a la ingresada. Esta es fuente de alimentación conmutada con una forma parecida a la del convertidor elevador y el convertidor reductor.

Sensagent (2008) El voltaje de salida es ajustable variando el ciclo de trabajo del transistor de conmutación. Un posible inconveniente de este convertidor es que el interruptor no tiene un terminal conectado a tierra; esto complica el circuito. Además, la polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada. Ninguno de los anteriores inconvenientes tiene consecuencias si la fuente de suministro está aislada del circuito de carga.

Figura 17.
Convertidor reductor elevador.



Fuente: Convertidor elevador DC-DC.C.Valiente. Trabajo final de grado. Año (2017). Esta imagen se obtuvo de Tesis Diseño y simulación de un cargador de batería para dispositivos alimentados por USB. Trabajo final de grado ETSID Universidad Politécnica de Valencia

2.7. Sensores

Brunete (2020) Un sensor es un dispositivo capaz de captar magnitudes físicas o químicas y transformarlas de manera proporcional a una señal eléctrica.

Las siguientes características determinan el comportamiento de los sensores:

- Campo de medida: rango de medida.
- Sensibilidad: proporción.
- Resolución: mínimo cambio.
- Umbral: mínimo valor de rango.
- Precisión: repetibilidad esperada.

- Exactitud: Diferencia entre el valor real y valor medido.
- Repetibilidad: desviación de los valores de medida de la salida.
- Linealidad: proporcionalidad.
- Histéresis: diferencia de tomas en ascenso y descenso.

Los sensores también se caracterizan por ser de diferentes tipos:

- Interruptores de acción mecánica: Se accionan mediante contacto físico y fuerza suficiente sobre cierta parte del mismo (normalmente una palanca).
- Sensores de proximidad sin contacto: La detección (sin contacto) de la presencia de un objeto depende de diversos factores, como por ejemplo, el material del objeto a detectar o la distancia a la que debe ser colocado para ser detectado.
 - Sensores capacitivos de proximidad: El sensor inductivo detecta la presencia de cualquier objeto de material conductor sin necesidad de contacto físico, y su funcionamiento se basa en la influencia sobre algunos metales y semiconductores del campo magnético generado por la bobina del sensor.
 - Sensores capacitivos de proximidad: Estos sensores se basan en la interacción producida entre el objeto a detectar y el campo electrostático que genera el propio sensor. El funcionamiento es similar al caso inductivo, pero ahora el sensor es un condensador.
 - Sensores opto electrónicos de proximidad: Son sensores que detectan la presencia de un objeto mediante fenómenos relacionados con la luz. También se conoce a estos sensores como fotocélulas, sensores ópticos, o detectores fotoeléctricos.
 - Sensores ultrasónicos de proximidad: Estos sensores basan su funcionamiento en las señales sonoras de frecuencia superior al valor audible por el ser humano, 20KHz, los ultrasonidos (normalmente se limita a un rango de frecuencias de 20KHz-250KHz).
 - Reed swicht: Un interruptor de lengüeta o reed switch es un interruptor eléctrico activado por un campo magnético generado por un imán permanente o una bobina.
- Sensores de posición: La posición y el avance de objetos en los procesos de fabricación son datos que normalmente se desean conocer para controlar el proceso. Según el margen

de distancias de trabajo (puede variar desde centésimas de milímetros hasta decenas de metros) se utilizan sensores basados en diferentes principios físicos.

En la figura 18, podemos encontrar los diferente tipos de sensores que se usan en la industria, los sensores como se vio en sus características juegan un papel muy importante a la hora de obtener mediciones.

Figura 18.

Tipos de sensores electrónicos.



Fuente: Tipos de sensores electrónicos. Sites. Esta imagen se obtuvo de la página <https://sites.google.com/a/utecnologica.edu.bo/iot-wearablesensaludtb/sobre/marco-teorico/sensores>



CAPITULO III

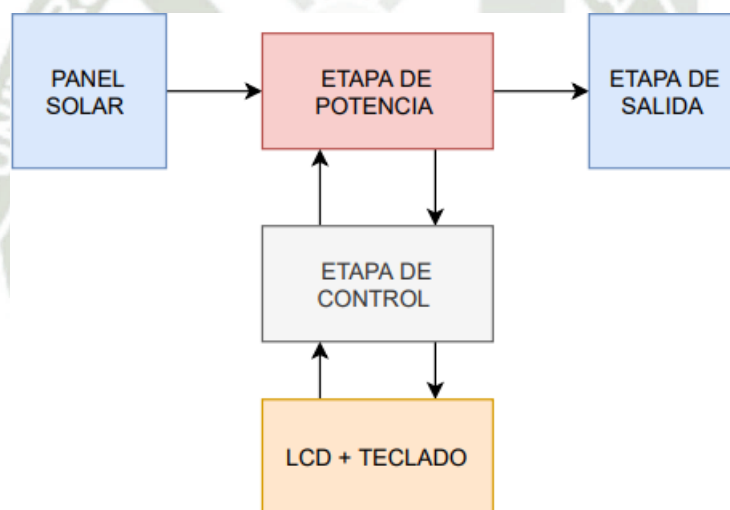
3. DISEÑO DE HADWARE

3.1. Diagramas de bloques generales

La figura 17, muestra el diagrama de bloques, diagrama de bloques donde se aprecia las etapas que se irán desarrollando a lo largo de este capítulo:

1. Etapa del panel solar.
2. Etapa de potencia.
3. Etapa del controlador (micro controlador).
4. Etapa de visualización de datos.
5. Etapa de salida.

Figura 19.
Diagrama de bloques general del micro inversor.



Fuente: Diagrama de bloques general del micro inversor. Esta imagen es una elaboración propia.

3.2. Premisas de diseño general

Dadas las especificaciones del equipo se tienen las siguientes premisas para su diseño, tal como se aprecia en la tabla 1.

Tabla 1.
Especificaciones de diseño

Especificaciones del micro inversor	
Potencia Pico (Pmax)	250 (W)
Máxima corriente de salida (Imp)	20.8 (A)
Máximo voltaje de entrada (Vmp)	60 (V)
Voltaje de salida (Vrms)	220
Corriente de salida maxima	5 Amp
Tipo de Control	MPPT
Visualización de datos	LCD 16X2
Protección eléctrica	Relays de Salida

Fuente: Especificaciones de diseño Esta imagen es una elaboración propia.

3.3. Especificaciones técnicas del panel solar

El panel utilizado para la prueba de nuestro diseño del microinversor debe cumplir con una serie de especificaciones técnicas.

Dichas especificaciones técnicas deben estar dentro del rango de diseño planteado en la tabla 2, por lo tanto se seleccionó un panel solar con las siguientes características:

Tabla 2.
Especificaciones de Panel solar

Panel solar especificaciones técnicas	
Peak power (Pmax)	200 (W)
Production tolerance	0 -> +3 (%)
Maximum power current (Imp)	5.37 (A)
Maximum power voltage (Vmp)	37.31 (V)
Short circuit current (Isc)	5.75 (A)
Open circuit voltage (Voc)	43.30 (V)

Fuente: Especificaciones de Panel solar. Esta imagen es una elaboración propia.

De acuerdo a las especificaciones del panel solar adquirido, se debe contrastar las características del panel con las especificaciones técnicas planteadas en la tabla 2.

Para ello debemos contrastar los siguientes parámetros:

1. Potencia activa.
2. Corriente entrada por el panel solar.
3. Rangos de voltaje de operación.

Tabla 3.
Comparación de especificaciones técnicas

Panel solar	
Peak power (Pmax)	200 (W)
Production tolerance	0 -> +3 (%)
Maximum power Current (Imp)	5.37 (A)
Maximum power Voltage (Vmp)	37.31 (V)
Short circuit current (Isc)	5.75 (A)
Open circuit voltage (Voc)	43.30 (V)

a)

Micro inversor	
Peak Power (Pmax)	250 (W)
Maximum Power Current (Imp)	20.8 (A)
Maximum Power Voltage (Vmp)	60 (V)

b)

Fuente: Comparación de especificaciones técnicas. Esta imagen es una elaboración propia.

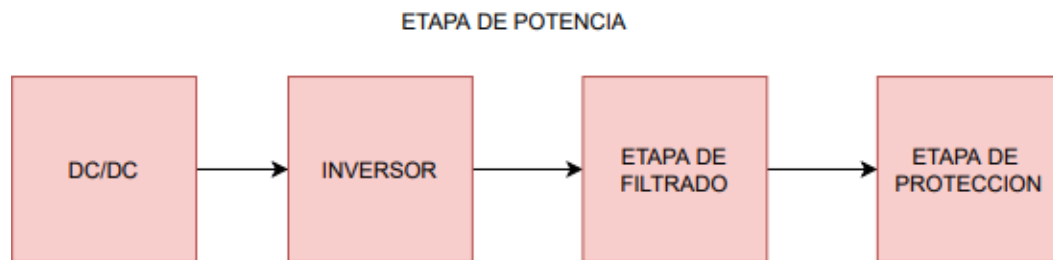
3.4. Etapa potencia

La función de la etapa de potencia del microinversor es utilizar el voltaje de salida de los paneles solares en cualquiera de las configuraciones explicadas en 3.4 y elevar su voltaje para permitirnos trabajar con el circuito Inversor de voltaje.

Dentro de la etapa de potencia se tienen los siguientes elementos:

1. Convertidor DC/DC: Elevador de voltaje por booster converter.
2. Etapa de inversor de voltaje.
3. Etapa de filtrado de señal análoga.
4. Etapa de protección.

Figura 20.
Diagrama de bloques de la etapa de Potencia.



Fuente: Diagrama de bloques de la etapa de Potencia. Esta imagen es una elaboración propia.

3.5. Convertidor DC/DC: Elevador de voltaje por Booster Converter

En la parte de potencia, se tiene un ingreso de 0 hasta 60V de los paneles solares, en esta primera parte se requiere conocer tanto la corriente que se está consumiendo y el voltaje que el panel nos está entregando para poder tener un voltaje controlado en la salida mediante la etapa de control (etapa que se especifica más adelante).

Este control es necesario porque como se sabe el voltaje que nos entrega el panel, varía dependiendo de la cantidad de fotones que el panel recepciona en el transcurso del día.

Por lo que se requiere de la etapa de elevación de voltaje, con esta etapa lo que queremos conseguir es poder elevar el voltaje entregado del panel a 311 VDC estables, esto se consigue diseñando un Booster Converter, este diseño contendrá un transistor una bobina y un capacitor. Las formulas y cálculos para este estudio fueron tomados de Rashid,(2001).

3.5.1. Diseño del elevador de voltaje

De acuerdo al diseño el voltaje de entrada máximo es de 60 V, por lo tanto definimos la variable V_{in} de la siguiente manera:

$$V_{in}: 0 \rightarrow 60V$$

En la etapa de elevación de voltaje lo que se requiere es elevar el voltaje de entrada (V_{in}) de los paneles a un voltaje de 311 Voltios DC, dado que, para poder obtener el voltaje de 220 vrms tenemos que tener un voltaje pico de:

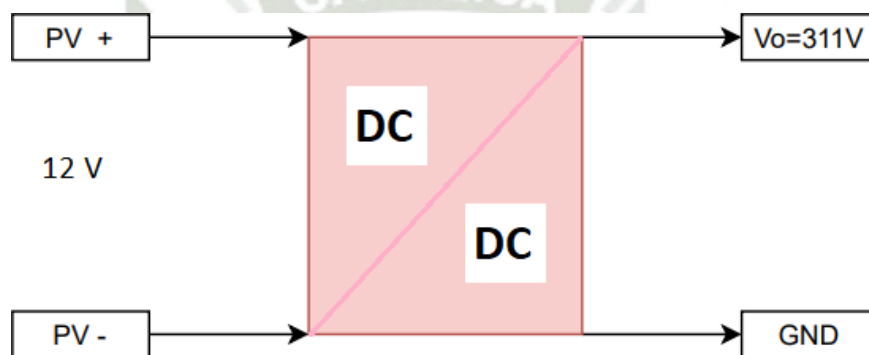
$$V_p = V_{rms} \times \sqrt{2} \rightarrow \text{para ondas sinusoidales}$$

$$V_p = 220 \times \sqrt{2}$$

$$V_p = V_{Bus} = 311 \text{ V}$$

Figura 21.

Diagrama de bloques de entrada y salida del convertidor DC/DC.



Fuente: Diagrama de bloques de entrada y salida del convertidor DC/DC. Esta imagen es una elaboración propia.

3.5.2. Calculo del Dutty Ccycle

Se define que el voltaje promedio entregado por el panel solar es de 12V:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - D}$$

(Ecu 1)

Se define como $V_o = 311 \text{ V}$, $V_{in} = 12 \text{ V}$ y se reemplazan en la ecuación 1:

$$311 = \frac{12}{1 - D}$$

$$311 = \frac{12}{1 - D}$$

$$D = 96$$

Para un voltaje máximo de 60V:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1-D}$$

$$311 = \frac{60}{1-D}$$

$$311 = \frac{60}{1-D}$$

$$D = 80 \%$$

Por lo tanto podemos concluir que el Duty Cycle puede variar $80\% < D < 96\%$

3.5.3. Cálculo de la Resistencia de Salida

Se requiere conocer la resistencia mínima que se puede acoplar al circuito elevador de voltaje, por lo que se requiere especificar las características de esta resistencia y como se sabe la potencia de trabajo que se especificó es de 250W con un voltaje de salida de 311 V, con la ecuación 2, podemos calcular la resistencia de salida del elevador de voltaje:

$$P = \frac{V_o^2}{R} \quad (\text{Ecu 2})$$

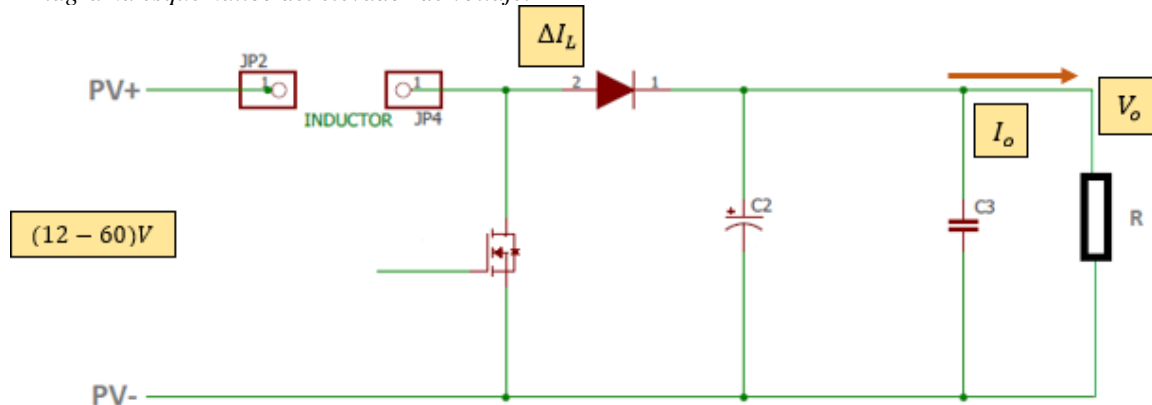
$$R = \frac{V_o^2}{P}$$

$$R = \frac{311^2}{250}$$

$$R = 386.8 \Omega$$

Figura 22.

Diagrama esquemático del elevador de voltaje.



Fuente: Diagrama esquemático del elevador de voltaje. Esta imagen es una elaboración propia.

Por lo tanto la resistencia mínima para esta etapa es de 386.8Ω .

3.5.4. Cálculo de la Bobina

Se requiere calcular los valores tanto del capacitor (C3) y la inductancia (L), esto se muestra en la figura 22.

Para el cálculo de la inductancia L tenemos la ecuación 3: Cálculo de bobina:

$$L_{min} = \frac{D(1 - D)^2 R}{2f} \quad (Ecu 3)$$

Para el cálculo del condensador tenemos la ecuación 4: Cálculo del condensador:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (Ecu 4)$$

Para el cálculo del inductor y el capacitor necesitamos conocer la frecuencia de switcheo del IGBT y el Duty Cycle, por lo tanto, se define lo siguiente:

- Duty Cycle: Escogemos el peor caso con un $D = 0.96$.

- Frecuencia de Swicheo: Por diseño escogemos una frecuencia de 20Khz.

Especificaciones técnicas para la etapa del elevador de voltaje:

$$\Delta V_o = 100 \text{ mV}$$

$$V_o = 311 \text{ V}$$

$$D = 0.96$$

$$F = 20 \text{ KHz}$$

Por razones de seguridad vamos a sobre dimensionar la resistencia de salida para no trabajar al límite:

$$P_o = 300 \text{ W}$$

$$V_o = 311 \text{ V}$$

$$R = \frac{V_o^2}{P} = \frac{311^2}{300}$$

$$R = 322 \Omega$$

Calculando L_{min} , con los valores obtenidos y reemplazando en la ecuación 3, tenemos.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (\text{Ecu 3})$$

$$L_{min} = \frac{0.96(1-0.96)^2(322)}{2(20 \times 10^3)}$$

$$L_{min} = 12.3 \mu\text{H}$$

Por diseño, la inductancia del elevador debe cumplir con la siguiente especificación ($L > L_{min}$) Por lo tanto escogemos $L_{DIS} = 45 \mu\text{H}$.

Calculando C_o , reemplazamos los valores anteriormente definidos en la ecuación 5:

$$C_o = \frac{DV_o}{Rf\Delta V_o} \quad (\text{Ecu 5})$$

$$C_o = \frac{DV_o}{Rf\Delta V_o}$$

$$C_o = \frac{(0.96)(311)}{(322)(20 \times 10^3)(100 \times 10^{-3})}$$

$$C_o = 463 \mu F / 400 V$$

Para nuestro diseño utilizaremos un $C_o = 470 \mu F$

El condensador C3 solo actúa para eliminar el ruido que le produce por la radiofrecuencia.

La variación de voltaje se calcula utilizando la ecuación 4:

$$\Delta V_o = \frac{DV_o}{RfC_o} \quad (\text{Ecu 4})$$

Reemplazando los valores en la ecuación 4:

$$\Delta V_o = \frac{(0.96)(311)}{(322)(20 \times 10^3)(470 \times 10^6)}$$

$$\Delta V_o = 98 mV$$

3.5.5. Análisis con los valores de diseño

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (\text{Ecu 6})$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{12}{(1-0.96)^2 (322)} = 23.29 A$$

Modelo 1 para:

Donde se define $I_L = 23.29 A$ donde $L = 45 \mu H$

Variación de la corriente de la bobina.

Donde $V_s = 12$

$$D = 96\%$$

$$T = 1/20 \text{ KhZ}$$

$$L = 45 \mu\text{H}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_s(D)(T)}{2L} \quad (\text{Ecu } 7)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_s(D)(T)}{2L} = \frac{12(0.96)}{2(45 \times 10^{-6})(20 \times 10^3)}$$

$$\Delta I_L = 6.4 \text{ A}$$

Por lo tanto calculamos la corriente máxima y la corriente mínima.

$$I_{max} = I_L + \Delta I_L = 23.29 + 6.4 = 29.69 \text{ A}$$

$$I_{min} = I_L - \Delta I_L = 23.29 - 6.4 = 16.89 \text{ A}$$

Modelo 2 para:

Recalculamos la variación de corriente para $L = 100 \mu\text{H}$.

$$\Delta I_L = \frac{V_s(D)(T)}{2L} = \frac{V_s(D)}{2Lf}$$

$$\Delta I_L = \frac{12(0.96)}{2(100 \times 10^{-6})(20 \times 10^3)}$$

$$\Delta I_L = 2.8 \text{ A}$$

Por lo tanto calculamos la corriente máxima y la corriente mínima.

$$I_{max} = I_L + \Delta I_L = 23 + 2.8 = 25.8 \text{ A}$$

$$I_{min} = I_L - \Delta I_L = 23 - 2.8 = 20.2 \text{ A}$$

Por lo tanto se requiere elevar el valor de la bobina. De $45 \mu\text{H}$ a $100 \mu\text{H}$.

3.6. Selección de componentes

Tabla 4.

En la tabla 4 se aprecia la selección de componentes para el diseño del microinversor.

Selección de componentes				
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Motivo de selección
Circuito Inversor	74HC14 ✓	CD4050 X	74LS14 X	Se seleccionó el 74HC14 por ser un dispositivo de material Mosfet , el cual tiene un mejor respuesta contra el ruido y a las señales de alta velocidad.
Opto acoplador	4N25 ✓	X	BC556 X	Se seleccionó el 4N25 porque solo se requiere un bajo voltaje y un baja corriente y aislamiento galvánico para esta etapade aislamiento del circuito.
Transistor	BT3904 ✓	X	BC556 X	Se seleccionó el BT3904 porque tiene una mas alta velocidad de respuesta y maneja mejor corriente en la compuerta colector emisor.
Transistor	BT3906 ✓	2N2222 X	BC548 X	Se seleccionó el BT3906 porque maneja una alta velocidad de señal y mejor corriente, la cual es requerida para nuestro elevador de voltaje.
Regulador de Voltaje	7805 ✓	7808 X	7812 X	Se seleccionó el 7805 por lo que solo se requiere 5 voltios para alimentar la etapa de control, las demás opciones trabajan para voltajes más elevados.
Regulador de Voltaje	LM1117-3.3 ✓	LM1117-5 X	LM1117-3.7 X	Se seleccionó el LM 1117-3,3 por que solo requerimos un voltaje de 3,3 para poder alimentar los circuitos análogos (Opams).

Sensor de Corriente	ACS758-050 ✓	ACS-756 X	ACS-750 X	Se seleccionó el 758-050 porque trabaja con 5 voltios mientras que los demás requieren más voltaje o reguladores especiales.
Mosfet de alta potencia	SPW20N60C3 ✓	IRF 9540 X	IRF9640 X	Se seleccionó el SPW 20N60C3 porque maneja hasta 600 V, entre colector emisor, en cambio el IRF 9540 trabaja con 100V y el IRF 9640 maneja un voltaje de 200V.
Diodo de alta velocidad	APT60D60 ✓	X	X	Se seleccionó el diodo APT60D60 porque maneja hasta 600 V en su cátodo y 60 A requeridos para alimentar el IPM, no se encontró otro diodo con estas prestaciones.
Módulo de potencia inteligente	IGCM20F60 ✓	PC219B2 X	IGCM04G60 X	Se seleccionó el IGCM20F60 porque maneja los 600 v requeridos por la etapa de potencia y soporta una corriente de hasta 20 A
Sensor de Corriente	ACS702 ✓	Resistencia SHUNT X	X	Se seleccionó el sensor de corriente ACS702 porque tiene una alta linealidad y puede medir bajas corrientes sin necesidad de implementar circuitos extras

Fuente: Selección de componentes. Esta imagen es una elaboración propia.

3.7. Introducción del Sensado de Voltaje y Corriente del Panel solar

Para poder diseñar el microinversor y obtener el MPPT del panel solar necesitamos saber cuánta corriente consumimos del panel solar.

Por lo que para sensar la corriente que nos está entregando el panel solar optamos por usar el sensor ACS756 que es del tipo Hall.

Para el sensado de voltaje se utiliza un juego de resistencias de alta presión, calculadas de modo que se reduzca la tensión de alta potencia en un nivel que sea aceptable por el micro controlador, sin influir en el aislamiento eléctrico entre las etapas.

Se define como:

- I_{pv} : Corriente del panel solar.
- V_{pv} : Voltaje del panel solar.

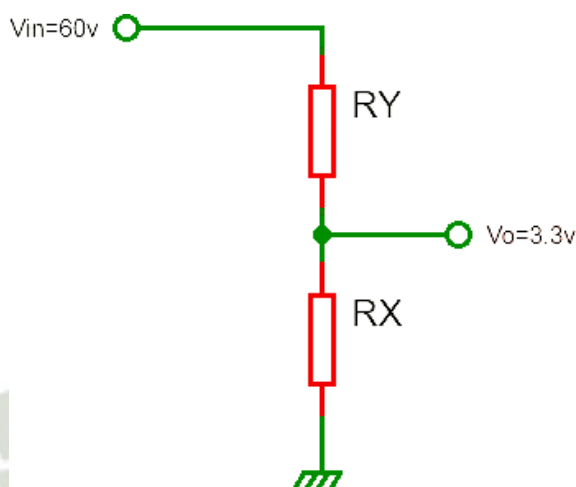
El algoritmo MPPT, se encuentra en función de la corriente I_{pv} y el voltaje del panel solar V_{pv} para poder controlar el PWM que regula el nivel de tensión de salida del circuito elevador de voltaje.

3.7.1. Etapa de Diseño

Diseñaremos un microinversor que pueda soportar como máximo un voltaje de entrada de los paneles de 60 V y obtener un voltaje de salida 3.3 V.

E voltaje de salida que es proporcional a la entrada será ingresado a la etapa de control para poder obtener el MPPT (punto de máxima potencia) y poder obtener la máxima eficiencia a los paneles solares.

Figura 23.
Divisor de voltaje.



Fuente: Divisor de voltaje. Esta imagen es una elaboración propia.

Sabemos que:

RX= Resistencia que recibe la tensión.

RY=Resistencia de reducción.

Resolviendo el divisor de voltaje tenemos que:

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_X}{R_X + R_Y} \quad (\text{Ecu } 8)$$

$$V_o(R_X + R_Y) = V_{in} \times R_X$$

$$V_o R_X + V_o R_Y = V_{in} \times R_X$$

$$V_o R_Y = V_{in} \times R_X - V_o R_X$$

$$3.3 R_Y = 60 R_X - 3.3 R_X$$

$$3.3 R_Y = 56.7 R_X$$

$$R_Y = 17.18 R_X \quad (\text{Ecu } 9)$$

Ahora seleccionamos una de las dos resistencias, en este caso seleccionamos el valor de $R_X=15K\Omega$ por ser mayor a $1K\Omega$ (los amplificadores no puede utilizar resistencias menores a $1K\Omega$) y ser una resistencia de valor comercial.

Ya teniendo el valor de R_X , calculamos el valor de R_Y utilizando la ecuación 10.

$$R_Y = 17.18R_X$$

$$R_Y = 257.7K\Omega$$

Se encontró el valor de la resistencia R_Y , pero este valor no se encuentra en la tabla comercial de resistencia, por lo tanto elegiremos valores comerciales cercanos a este valor.

Figura 24.
Cuadro de Resistencias Comerciales.

18 K Ω	180 K Ω
22 K Ω	220 K Ω
27 K Ω	270 K Ω
33 K Ω	330 K Ω
39 K Ω	390 K Ω

Fuente: Esta imagen se obtuvo de la página www.electrontools.com.

Recalculando con los valores comerciales con el voltaje máximo de entrada $V_{IN MAX}$.

Para $R_Y=220 K\Omega$

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_X}{R_X + R_Y}$$

$$V_o = \frac{60 \times 15K}{15K + 220K}$$

$$V_o = 3.829 V > 3.3V$$

Para $R_Y=270\ \Omega K$

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_X}{R_X + R_Y}$$

$$V_o = \frac{60 \times 15K}{15K + 270K}$$

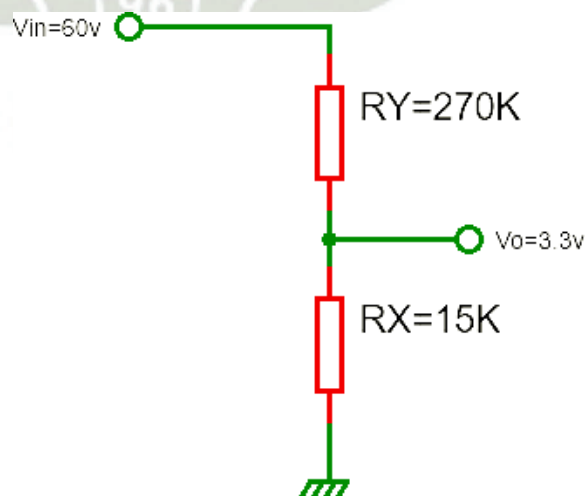
$$V_o = 3.150\ V < 3.3V$$

Para un resistencia de $220\ K\Omega$ se tiene un valor superior a $3.3\ V$, en cambio para un valor de $270\ K\Omega$ se obtuvo un valor menor a los $3.3\ V$.

Como sabemos que la etapa de control como máximo puede soportar $3.3\ V$ es por ese que seleccionamos un $R_Y=270\ K\Omega$.

Como vemos en el la figura 25, se obtuvo el voltaje de salida que requerimos, pero como podemos observar tanto la tierra de la etapa de potencia con el voltaje que ingresara a la etapa de control comparten una tierra en común, y si existiera una subida rápida de tensión, esta podría dañar la etapa de control.

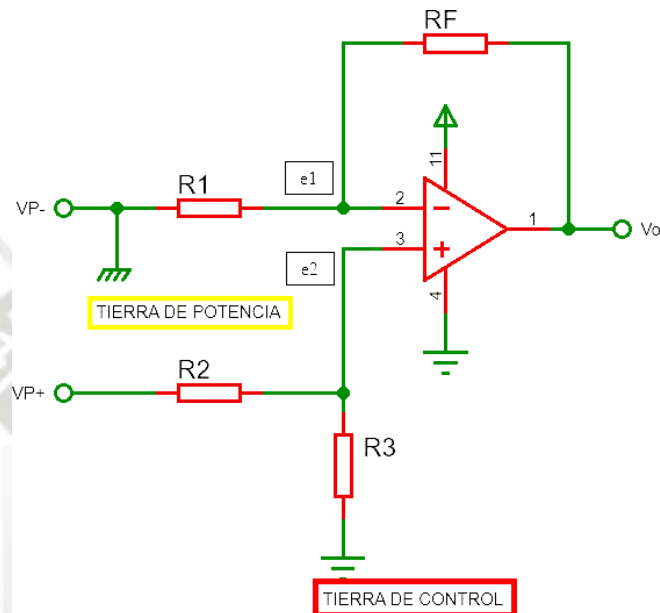
Figura 25.
Divisor de voltaje con resistencias calculadas.



Fuente: Divisor de voltaje con resistencias calculadas.
Esta imagen es una elaboración propia.

Una solución que se plantea es utilizar una alta impedancia que separe la tierra de potencia con la de control pero al mismo tiempo permitir enviar la señal de la etapa de potencia a la etapa de control, esto se lograra con un circuito de OPAM en modo diferencial.

Figura 26.
Diagrama de circuito Diferencial con tierras separadas.



Fuente: Diagrama de circuito Diferencial con tierras separadas. Esta imagen es una elaboración propia.

La función de este circuito es captar el voltaje en sus entradas y restarlos sin la necesidad de unir las tierras de las diferentes etapas.

Del circuito podemos deducir que:

$$P_{v-} = 0$$

$$e1=e2$$

Resolviendo la ecuación de un OPAM modo diferencial:

$$\frac{e1 - P_{v-}}{R1} + \frac{e1 - Vo}{RF} = 0$$

$$\frac{e2 - P_{v+}}{R1} + \frac{e2 - GND1}{RF} = 0$$

$$\frac{e1}{R1} + \frac{e1 - Vo}{RF} = 0 \dots \dots \dots (1)$$

$$\frac{e2 - P_{v+}}{R1} + \frac{e2}{RF} = 0 \dots \dots \dots (2)$$

Para (1)

$$\frac{e1}{R1} + \frac{e1 - Vo}{RF} = 0$$

$$e1 \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{RF} \right) = \frac{Vo}{RF}$$

$$e1 \left(\frac{RF + R1}{R1RF} \right) = \frac{Vo}{RF}$$

$$e1 = Vo \left(\frac{R1}{R1 + RF} \right)$$

Para (2)

$$\frac{e2 - P_{v+}}{R1} + \frac{e2}{RF} = 0$$

$$\frac{e2}{R1} + \frac{e2 - P_{v+}}{RF} = \frac{P_{v+}}{RF}$$

$$\frac{e2}{R1} + \frac{e2}{RF} = \frac{P_{v+}}{RF}$$

$$e2 \left(\frac{RF + R1}{R1RF} \right) = \frac{P_{v+}}{RF}$$

$$e2 = \left(\frac{P_{v+} \times RF}{R1 + RF} \right)$$

Para e1=e2

$$e2 = \left(\frac{P_{v+xRF}}{R1 + RF} \right) \quad e1 = Vo \left(\frac{R1}{R1 + RF} \right)$$



$$\frac{P_{v+xRF}}{R1 + RF} = V_o \left(\frac{R1}{R1 + RF} \right)$$

$$V_o \times R1 = P_{v+xRF}$$

$$V_o = P_{v+} \left(\frac{RF}{R1} \right)$$

$$V_o = P_{v+x}G$$

$$V_o = P_{v+x}G \quad (Ecu 10)$$

El circuito mide la tensión del panel solar multiplicado por una ganancia $G = \left(\frac{RF}{R1} \right)$ y al mismo tiempo aporta una alta impedancia al circuito.

Reemplazando en la ecuación 8:

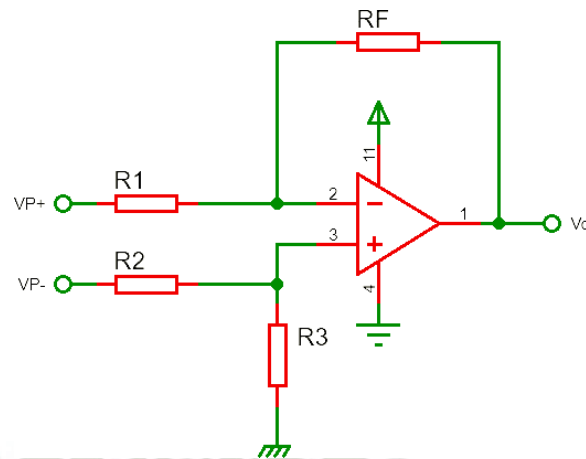
$$V_o = P_{v+}G$$

$$V_o = P_{v+} \left(\frac{RF}{R1} \right) \quad (Ecu 11)$$

3.7.2. Opam Modo Diferencial

Con este OPAM en modo diferencial lo que conseguimos es poder transmitir señales de la etapa de Potencia a la etapa de control y viceversa, pero con el beneficio de tener aislada tanto la tierra de la etapa de potencia como la tierra de la etapa de control.

Figura 27.
Opam modo Diferencial.



Fuente: Opam modo Diferencial. Esta imagen es una elaboración propia.

El voltaje de salida del OPAM en modo diferencial está dado por la siguiente ecuación:

$$V_o = P_{v+} \left(\frac{RF}{R1} \right) \quad (\text{Ecu } 12)$$

Dimensionado los valores de entrada y de salida: Calculo de la Ganancia

$$G = \frac{RF}{R1}$$

$$G = \frac{15K}{270K}$$

$$G = 55.5 \times 10^{-3}$$

Obteniendo el voltaje de salida V_o del OPAM diferencial: Con la entrada de 12 V del panel solar y la ganancia ya obtenida, podremos sustituir estos valores en ecuación 8 y así obtener el voltaje de salida V_o .

Para $V_{p+} = (V_{p+} - V_{p-}) = 12 V$ tenemos que:

$$V_o = \frac{RF}{R1} (V_{p+} - V_{p-})$$

$$V_o = (55.5 \times 10^{-3})(12)$$

$$V_o = 0.6 v$$

Para saber cuál es el voltaje máximo que podemos ingresar a nuestro microinversor fotovoltaico, reemplazamos en el voltaje V_o el voltaje máximo que nos puede entregar el OPAM, que vendría a ser el voltaje con el cual es alimentado por la tarjeta de control que sería 3.3 V. Usaremos ecu 8 para realizar estos reemplazos obteniendo:

$$V_o = \frac{RF}{R1} (V_{p+} - V_{p-}) \quad \text{Ecu (8)}$$

$$(V_{p+} - V_{p-}) = \frac{V_o \times R1}{RF}$$

$$(V_{p+} - V_{p-}) = \frac{3.3 \times 20K}{15K}$$

$$(V_{p+} - V_{p-}) = 60 V$$

Por lo tanto podemos decir que $(V_{p+} - V_{p-}) = V_{IN MAX} = 60 V$

Entonces podemos concluir que el circuito de la etapa de sentido de voltaje y corriente tiene como máximo un voltaje de entrada máximo de 60 V.

3.7.3. Circuito Sensor de Voltaje de Bus

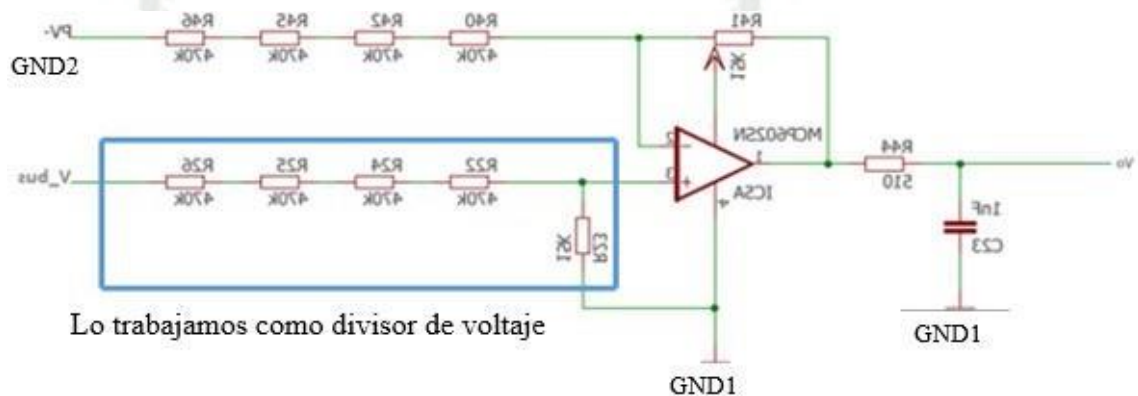
Se define como voltaje de Bus a la tensión de salida del circuito elevador de voltaje anteriormente diseñado, para poder cerrar el alzo de control con el micro controlador, se

requiere llevar un rango de voltaje de 0 a 400V a un rango aceptable por el micro controlador de 0-3.3 Voltios, teniendo en consideración los protección para no dañar el controlador.

$V_{BUS} = 311 V$ Es el voltaje típico que se requiere para obtener 220 Vrms, por lo que se sobredimensiona el voltaje de sensado a $V_{BUS} = 400 V$.

Figura 28.

Esquemático modo diferencial para obtención de un voltaje proporcional.

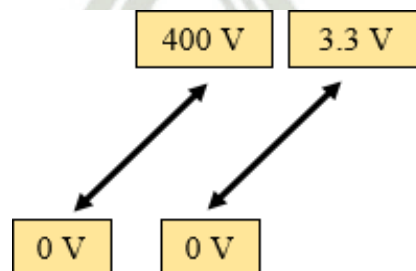


Fuente: Esquemático modo diferencial para obtención de un voltaje proporcional. Esta imagen es una elaboración propia.

Lo que conseguimos con este circuito es poder ingresar un voltaje proporcional de la etapa de potencia hacia el micro controlador mediante un divisor de voltaje, la proporción sería:

Figura 29.

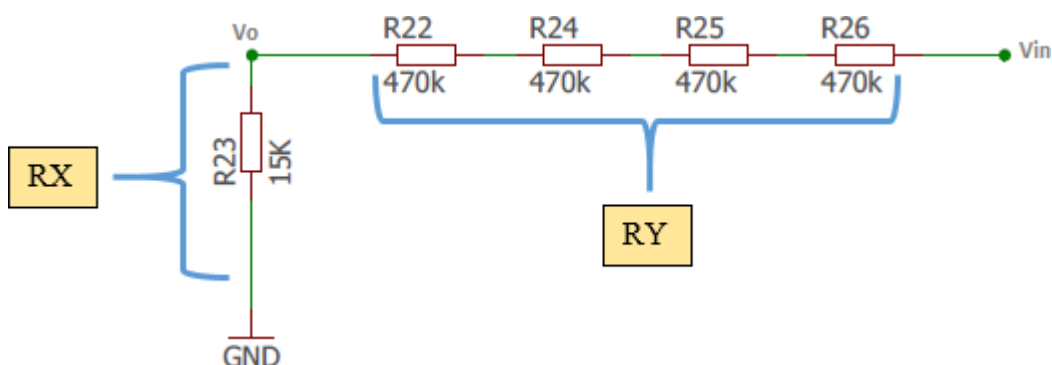
Reducción de voltaje proporcional a la entrada de 400 V.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

Trabajando el divisor de voltaje:

Figura 30.
Divisor de voltaje.



Fuente: Divisor de voltaje. Esta imagen es una elaboración propia.

$$V_o = \frac{V_{in}(R_x)}{R_x + R_y} \quad (\text{Ecu } 13)$$

$$3.3 = \frac{400(R_x)}{R_x + R_y}$$

$$3.3R_x + 3.3R_y = 400(R_x)$$

$$R_y = 120.21(R_x)$$

$$R_y = 1.8M$$

Como no contamos con una resistencia de 1.8M ohm y solo resistencias en k ohm usamos las siguientes resistencias en serie:

$$\frac{R_y}{4} = 450 K\Omega$$

Buscamos unas resistencias comerciales y cerca del valor encontrado:

Figura 31.
*Cuadro de resistencias
comerciales.*

33 KΩ	330 KΩ
39 KΩ	390 KΩ
47 KΩ	470 KΩ
51 KΩ	510 KΩ
56 KΩ	560 KΩ
68 KΩ	680 KΩ

Fuente: Esta imagen se
obtuvo de la página
www.electrontools.com.

Recalculando el voltaje de salida con valores de resistencia comercial.

$$V_o = \frac{400(15 \times 10^3)}{(470 \times 10^3) \times 4 + 15 \times 10^3}$$

$$V_o = 3.16 V < 3.3V$$

Formula de potencia:

$$P = I^2 R$$

(Ecu 14)

Como sabemos para poder hallar la corriente tenemos la siguiente formula:

$$I = \frac{V}{R}$$

(Ecu 15)

$$I = \frac{400}{(470 \times 10^3) \times 4 + 15 \times 10^3}$$

$$I = 211 \mu A$$

De la ecuación 9.

$$P = I^2 R$$

$$P_{470K} = (211 \mu)^2 (470K)$$

$$P_{470K} = 0.02 W \quad \frac{1}{8} W = 0.125 W$$

$$P_{15K} = (211u)^2(15K)$$

$$P_{15K} = 0.66 mW \quad \frac{1}{8} W = 0.125 W$$

Por lo que se requiere de 8 resistencia de 470KΩ a 1/8 Watt

3.7.4. Sensor de Corriente

Nuestro microinversor será diseñado para una potencia de 250W, por lo tanto para calcular nuestro sensor de corriente partiremos de este dato:

$$I_p = \text{corriente del panel solar}$$

Como sabemos la potencia es:

$$P = V \times I \quad (\text{Ecu } 16)$$

Para poder ver cuál es la corriente máxima que vamos a extraer de los paneles solares nos ponemos en el peor de los casos sabiendo que el voltaje máximo que nos entregara los paneles es de 60V usando su mínima corriente y cuando los paneles solares nos entreguen un voltaje mínimo de 12 V obtendremos la corriente máxima de los paneles, entonces:

$$I_{pmax} = \frac{P}{V_{pmin}}$$

$$I_{pmax} = \frac{250 W}{12 V}$$

$$I_{pmax} = 20.8 A$$

Por lo que para la selección del sensor de voltaje, se tiene como referencia que la corriente máxima de salida del panel solar será de 20.8 amperios en continua.

3.7.5. Selección de nuestro Sensor de Corriente

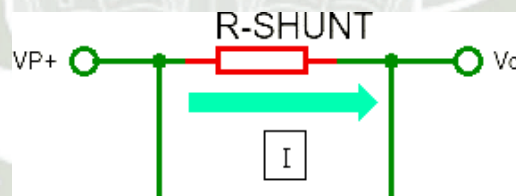
Como vamos a trabajar como una corriente máxima de 20.8 A necesitamos un sensor de corriente que maneje más corriente, se seleccionó dos sensores de corriente para ver con cual era más conveniente trabajar.

- Sensor AC5756-050A.
- Resistencia Shunt.

3.7.6. Resistencia Shunt

Al pasar una corriente por la resistencia Shunt y genera un voltaje en la resistencia que vendría a ser el voltaje Shunt, como se muestra en la figura 32.

Figura 32.
Esquema de la conexión de la resistencia Shunt.



Fuente: Esquema de la conexión de la resistencia Shunt.
Esta imagen es una elaboración propia.

Obteniendo así:

$$V_{SH} = I \times R_{SH}$$

De la fórmula deducimos que el voltaje shunt es directamente proporcional a la corriente, si la corriente sube el voltaje sube. Generalmente estas resistencias tienen valores comerciales de 0.05 Ω , 0.1 Ω , 0.22 Ω . El valor más comercial es de 0.1 Ω es por eso que haremos los cálculos con ese valor.

$$R_{SH} = 0.1\Omega$$

Como sabemos la corriente esta entre 0 y 20.8 A entonces:

$$V_{SH} = I \times R_{SH}$$

$$V_{SH} = 20.8 \times 0.1$$

$$V_{SH} = 20.8 V$$

Potencia disipada de R_{SH} :

$$P_{SH} = I^2 \times R_{SH}$$

La máxima potencia disipada por la resistencia Shunt es de:

$$P_{SH} = I^2 \times R_{SH}$$

$$P_{SH} = 20.8^2 \times 0.1$$

$$P_{SH} = 43.264 W$$

Como vemos la potencia que debe aguantar la resistencia Shunt es de aproximadamente de 50 W, siendo un valor comercial cercano al calculado, una desventaja de implementar este diseño a nuestro circuito es el tamaño que nos ocupara. También debemos tomar en cuenta que la resistencia final está dado por:

$$R_f = R_o + a \Delta T$$

Al tener una elevada potencia que va ser disipada por el calor y al tener calor la temperatura empezara a variar, eso ara que mi resistencia final varíe a medida que aumente la potencia y la resistencia no será un valor estable.

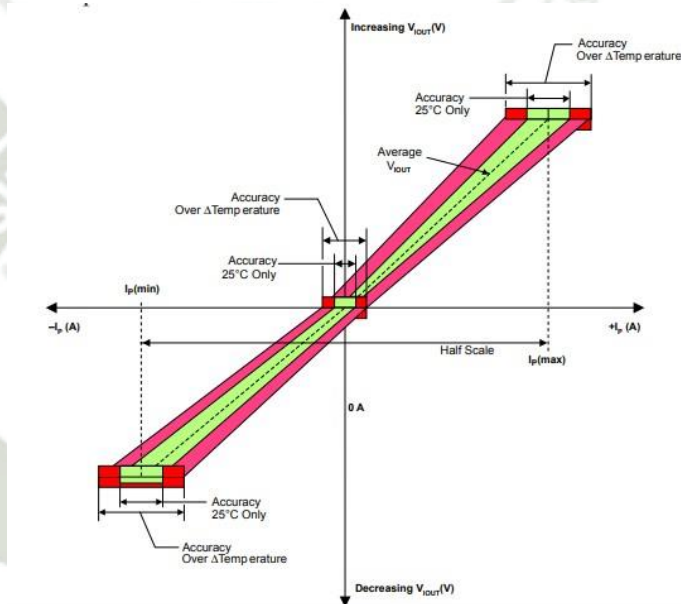
En conclusión al variar la resistencia por la temperatura disipada, la resistencia final varia y los valores que se creían constantes de los cálculos en el micro controlador serian erróneos por el incremento de temperatura de la resistencia shunt.

Por lo tanto no es una buena elección para implementarlo en el micro inversor.

3.7.7. Sensor ACS 756-050A

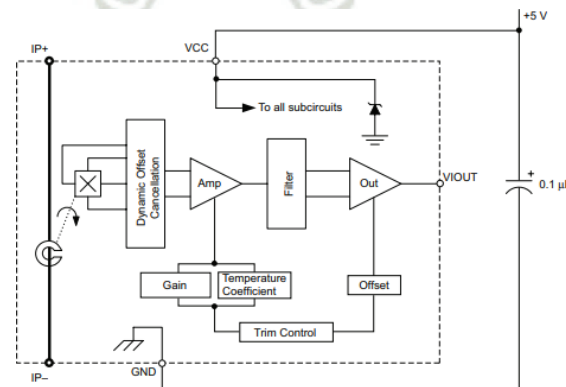
Es un sensor de efecto Hall que mide el campo magnético que se genera en un conductor cuando pasa una corriente a través de este sensor.

Figura 33.
Efecto Hall del sensor ACS 756-050 A



Fuente: Efecto Hall del sensor ACS 756-050 A. Esta imagen es tomada del datasheet allegro del ACS 756.

Figura 34.
Diagrama de bloques del sensor ACS 756-050 A



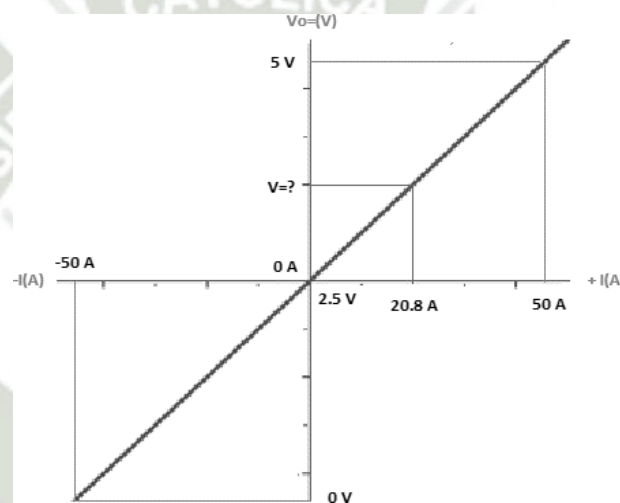
Fuente: Diagrama de bloques del sensor ACS 756-050 A. Esta imagen es tomada del datasheet allegro del ACS 756.

Cuando pasa una corriente a través del sensor de corriente se genera un campo magnético, que permita obtener un voltaje de salida proporcional a la corriente que está ingresando por el sensor.

3.7.8. Analizando el Comportamiento de la recta de sensor de corriente AC756-050

Empezaremos hallando una forma matemática del comportamiento del sensor, dicho comportamiento se muestra en el la figura 35.

Figura 35.
Comportamiento del sensor AC756-050



Fuente: Comportamiento del sensor AC756-050. Esta imagen es una elaboración propia.

Sabemos por la figura 35, que se tiene un pendiente dado por:

$$m = \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \quad (\text{Ecu 17})$$

Donde:

$$Y_1 = 50 \text{ A}$$

$$X_1 = 50 \text{ A}$$

$$X_0 = 0 \text{ A}$$

$$y_0 = 2.5 \text{ A}$$

Reemplazando:

$$m = \frac{5 - 2.5}{50 - 0} = \frac{2.5 [v]}{50 [A]}$$

$$m = 0.05 \frac{[v]}{[A]}$$

Ahora reemplazamos en la ecuación de la recta la pendiente y el punto de paso.

$$y - y_0 = m(x - x_0) \quad (\text{Ecu } 18)$$

$$y - 2.5 = 0.05(x - 0)$$

$$y = 0.05x + 2.5 \quad (\text{Ecu } 19)$$

De esta ecuación podemos deducir que:

$$y = 0.05x + 2.5$$

$$\downarrow \quad \downarrow$$

$$v_o = 0.05I_{in} + 2.5$$

Sensibilidad del sensor

Ahora reemplazaremos la corriente máxima que nos entregara el panel en la ecuación 19.

$$I_{in} = 20.8 A$$

$$v_o = 0.05I_{in} + 2.5$$

$$v_o = 0.05(20.8) + 2.5$$

$$v_o = 3.54v$$

Ya obtenido el voltaje de salida v_o se puede empezar a diseñar la siguiente etapa, pero por la variación de temperatura que se puede dar en el sensor de corriente ACS 756-050A el mismo fabricante recomienda trabajar con una sensibilidad de 0.04 como se muestra en la tabla 4, por lo que recalcularemos el voltaje de salida.

Figura 36.

Especificaciones técnicas del sensor

ACS756KCB-050 PERFORMANCE CHARACTERISTICS [1]: $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 125°C , $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Primary Sampled Current	I_P		-50	-	50	A
Sensitivity	$Sens_{TA}$	Half scale of I_P applied for 5 ms, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	40	-	mV/A
	$Sens_{TOP}$	Half scale of I_P applied for 5 ms	37.2	-	42.8	mV/A
Noise [2]	V_{NOISE}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 10 nF on VIOUT pin to GND	-	10	-	mV
Nonlinearity	$E_{LIN(HT)}$	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-1	-	1	%
	$E_{LIN(LT)}$	Up to full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-1.8	-	1.8	%
Electrical Offset Voltage [3]	$V_{OE(TA)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 2	-	mV
	$V_{OE(TOP)(HT)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-30	-	30	mV
	$V_{OE(TOP)(LT)}$	$I_P = 0\text{ A}$, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-60	-	60	mV
Total Output Error [4]	$E_{TOT(HT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = 25^{\circ}\text{C}$ to 125°C	-7.5	-	7.5	%
	$E_{TOT(LT)}$	Over full scale of I_P , I_P applied for 5 ms, $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 25°C	-7.5	-	7.5	%

Fuente: Esta imagen es tomada del datasheet Allegro del ACS 756.

Para un sensibilidad de 0.04:

$$v_o = 0.04I_{in} + 2.5$$

$$v_o = 0.04(20.8) + 2.5$$

$$v_o = 3.332v$$

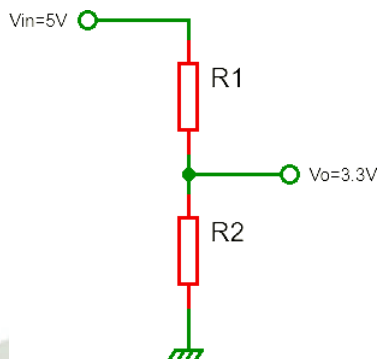
Por lo tanto utilizaremos una sensibilidad de 0.04v para $I_{in} = 20.8\text{ A}$ obteniendo un voltaje de salida $v_o = 3.332v$.

El voltaje v_o que es la salida del sensor de corriente ingresara a la etapa de control para poder calcular el MPPT (punto de máxima potencia) y así poder casar la máxima eficiencia a los paneles solares.

Es importante tener en cuenta que al existir alguna subida de corriente que llega a los 50 A se obtendría una salida de 5V lo que podría dañar el conversor análogo digital de la etapa de control. Incluso para la corriente de trabajo de 20.8 A tenemos una salida de 3.332V, voltaje que supera lo admitido por el ADC de la etapa de control que es de 3.3 V.

Por lo tanto utilizaremos un divisor de tensión para condicionar los 5V a 3.3V.

Figura 37.
Divisor de voltaje



Fuente: Divisor de voltaje. Esta imagen es una elaboración propia.

Utilizando la fórmula de divisor de voltaje tenemos:

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{Ecu } 20)$$

$$3.3 \text{ V} = \frac{5\text{V} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

$$3.3(R_1 + R_2) = 5\text{V} \times R_2$$

$$3.3R_1 + 3.3R_2 = 5R_2$$

$$R_2 = 1.49R_1$$

Nos damos un valor comercial de resistencia $R_2=10 \text{ K}$ y reemplazamos en la ecuación 14.

$$R_2 = 1.49R_1$$

$$10 \text{ K} = 1.49R_1$$

$$R_1 = 5.15 \text{ K}\Omega$$

Se tiene dos resistencias comerciales cercanos al valor $R_1=5.15 \text{ K}\Omega$

Figura 38.

Cuadro de resistencia comercial.

3K3 Ω	33 $\text{K}\Omega$
3K9 Ω	39 $\text{K}\Omega$
4K7 Ω	47 $\text{K}\Omega$
5K1 Ω	51 $\text{K}\Omega$
5K6 Ω	56 $\text{K}\Omega$
6K8 Ω	68 $\text{K}\Omega$

Fuente: Esta imagen se obtuvo de la página www.electrontools.com.

Recalculando con los dos valores comerciales

Valor de resistencia $R=5.1\text{K}\Omega$

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = \frac{5 \times 10\text{K}}{10\text{K} + 5.1\text{K}}$$

$$V_o = 3.3122 < 3.3 \text{ V}$$

Valor de resistencia $R=5.6\text{K}\Omega$

$$V_o = \frac{V_{in} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_o = \frac{5 \times 10\text{K}}{10\text{K} + 5.6\text{K}}$$

$$V_o = 3.205 < 3.3 \text{ V}$$

Elegimos el valor más pequeño para asegurar que no sobre pase el valor del micro controlador.

Recalculando la salida del sensor con el circuito de reducción del voltaje.

Calculando la salida de voltaje para un voltaje de entrada de circuito reductor de 3.332 V, que vendría a ser el voltaje de salida del sensor de corriente.

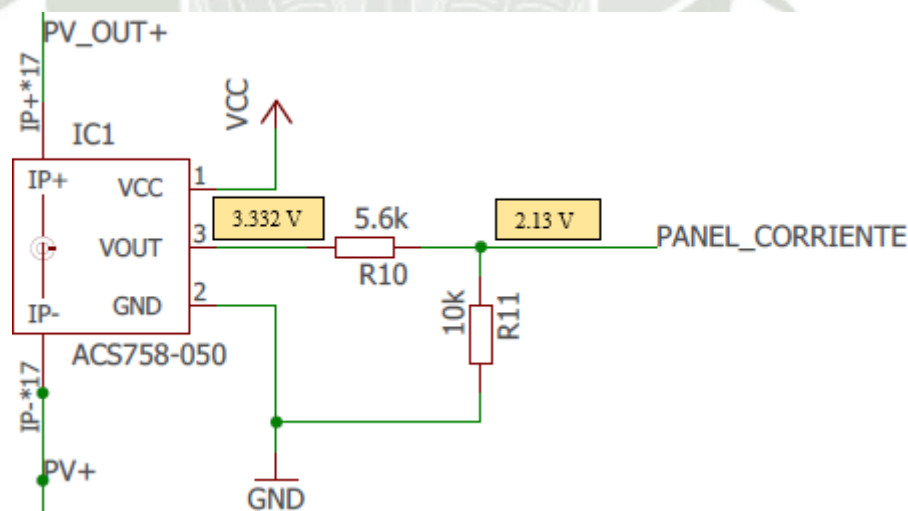
$$V_o = \frac{V_{in} \times R2}{R1 + R2}$$

$$V_o = \frac{3.332 \times 10K}{10K + 5.6K}$$

$$V_o = 2.13589$$

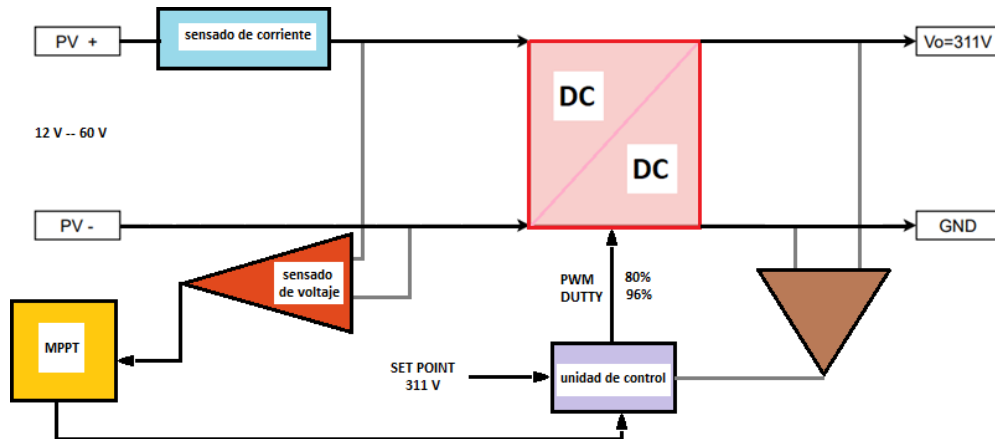
Uniendo el sensor de corriente con el circuito reductor obtendremos un voltaje proporcional a la entrada que podrá ingresar a la etapa de control sin dañar el convertidor análogo digital del micro controlador.

Figura 39.
Sensor de corriente con circuito reductor.



Fuente: Sensor de corriente con circuito reductor. Esta imagen es una elaboración propia.

Figura 40.
Diagrama de etapas realizadas.



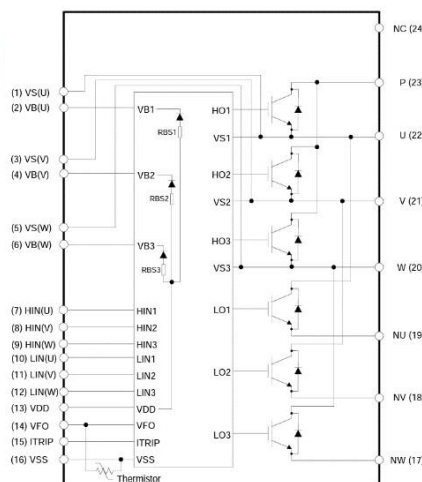
Fuente: Diagrama de etapas realizadas. Esta imagen es una elaboración propia.

3.7.9. Módulo Inteligente de Potencia (IPM)

El módulo de potencia está diseñado de para sistemas trifásicos y pueden funcionar para motores o cualquier tipo de carga.

Este tipo de módulos tiene su propio empaquetamiento reducido que le permite una refrigeración óptima de los componentes internos que lo conforman. Internamente cuenta con una combinación de IGBTs con sus propios Drivers.

Figura 41.
Diagrama interno el IPM.



Fuente: Diagrama interno el IPM. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

Tabla 5.
Asignación de PINES

Numero de PIN	Nombre de PIN	DESCRIPCIÓN DE PIN
1	VS(U)	Voltaje de compensación de suministro de IC flotante de lado ato de fase U.
2	VB(U)	Voltaje de suministro de IC flotante de lado alto de fase U.
3	VS(V)	Voltaje de compensación de suministro de IC flotante de lado alto de fase V.
4	VB(V)	Voltaje de suministro de IC flotante de lado alto de fase V.
5	VS(W)	Voltaje de compensación de suministro de IC flotante de lado alto de fase W(NC para IM512-L6A)
6	HIM(U)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase U
7	HIM(V)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase V
8	HIM(W)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase W(NC para IM512-L6A)
9	LIM(U)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase U
10	LIM(V)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase V
11	LIM(W)	Entrada de controlador de puerta lateral alta de fase W(NC para IM512-L6A)
12	VDD	Suministro de control del lado bajo
13	VFO	Salida de falla / monitor de temperatura
14	ITRIP	Sobre la entrada de apagado actual
15	VSS	Suministro negativo de control del lado bajo
16	NW	Emisor de lado bajo de fase W (Common N para IGCMxxG60zA,NC para IM512L6A)
17	NV	Emisor de lado bajo de fase V (Common N para IGCMxxG60zA)
18	UN	Emisor de lado bajo de fase U (Common N para IGCMxxG60zA)
19	W	Salida de fase W del motor (NC para IM512-L6A)
20	V	Salida de fase V del motor
21	U	Salida de fase U del motor
22	P	Voltaje de entrada de bus positivo
23	NC	Sin conexión

Fuente: Esta tabla es una elaboración propia.

Condiciones de funcionamiento recomendadas: Todos los voltajes son voltajes absolutos referenciados al potencial VSS a menos que se especifique lo contrario.

Tabla 6.
Rangos de condiciones recomendados por el fabricante del IPM

Rango de trabajo del IPM						
Descripción	Símbolo	Min	Typ	Max	Unit	
Voltaje de suministro de enlace de CC de P-N	Vpn	0	-	400	V	
Voltaje de suministro flotante de lado alto (Vs)	Vbs	13.5	-	18.5	V	
Voltaje de suministro lateral bajo	Vdd	14.0	16	18.5	V	
Variación de suministro de control	ΔVbs	-1	-	1	V/us	
	ΔVdd	-1	-	1	V/us	
Voltaje de entrada lógica Lin,Hin,Itrip	Vin	0	-	5	V	
	Vitrip	0	-	5	V	
Entre VSS-N	Vss	-5	-	5	V	

Fuente: Esta tabla es tomada del datasheet del IPM.

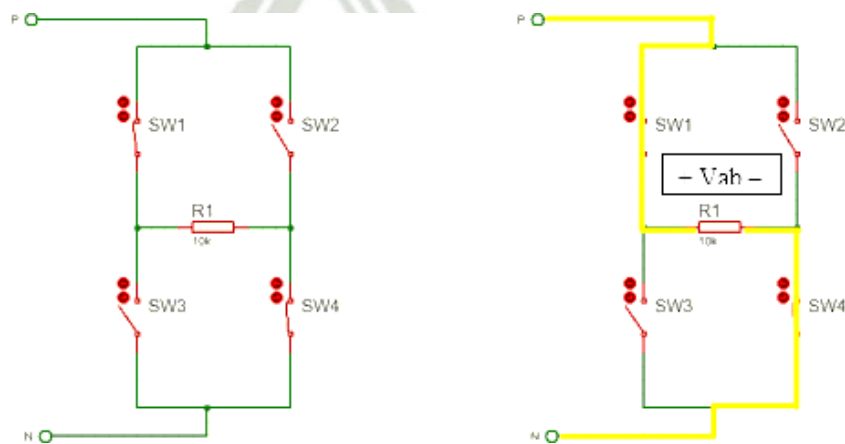
3.7.10. Conversión de DC a AC

Para la conversión de continua a alterna necesitamos un juego de switch que puedan cumplir una determinada secuencia de disparos secuencia de disparos, lo cual analizaremos a continuación.

Secuencia de Disparos para la conversión de energía

1° CASO

Figura 42.
Activación de SW1 y SW4



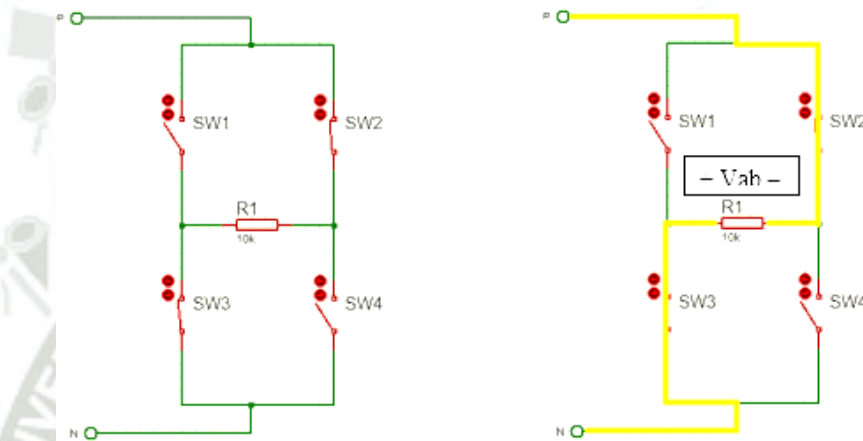
Fuente: Activación de SW1 y SW4. Esta imagen es una elaboración propia.

En el primer caso se activa SW1 y SW4 para el cual obtenemos el siguiente voltaje:

$$V_{ab} = +PN -$$

2° CASO

Figura 43.
Activación de SW2 y SW3



Fuente: Activación de SW2 y SW3. Esta imagen es una elaboración propia.

En el segundo caso se activa SW2 y SW3 para el cual obtenemos el siguiente voltaje:

$$V_{ab} = -PN +$$

3° CASO

Todos los Switch abiertos, se genera una carga flotante

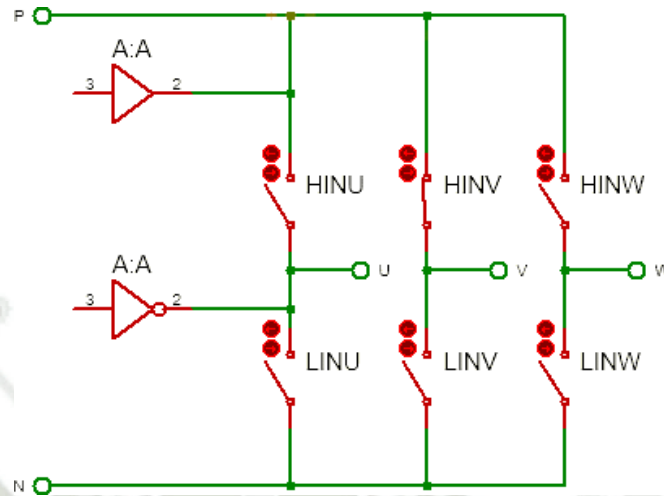
$$V_{ab} = 0$$

4° CASO

Todos los Switch están cerrados o dos Switch de la misma columna, se generaría un corto circuito, esta caso no se da en el módulo IPM ya que cuenta con un sistema de protección interna para que no ocurra estos casos.

Figura 44.

Activación de SW de la misa columna genera un corto circuito



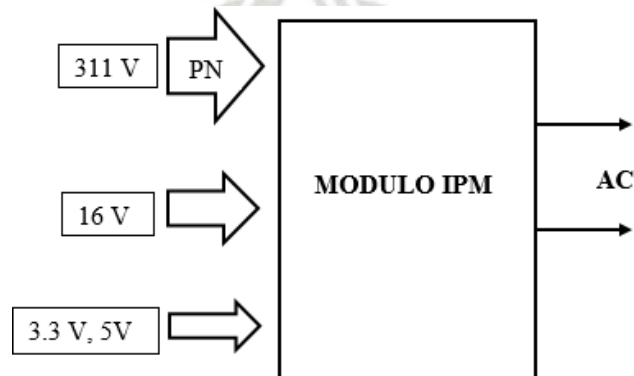
Fuente: Activación de SW de la misa columna genera un corto circuitoEsta imagen es una elaboración propia.

3.7.11. Potencia IPM (AN2016-10)

Como se ve en la figura 45, el diagrama de bloques interno de CIPOS™ Mini IPM, consta de un circuito IGBT y MOSFET bifásico, trifásico y un controlador IC con funciones de control. Incorporan una etapa de potencia inversora trifásica con un controlador de puerta de silicio sobre aislador (SOI).

Figura 45.

Entradas y salidas del módulo IPM

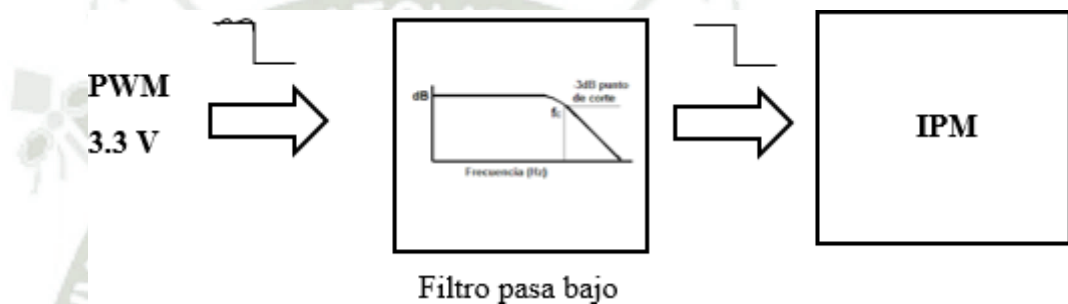


Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

- 5 V → *sensor de temperatura*
- 3.3 V → *señales PWM/secuencia*
- 16 V → *control de drivers*
- 311 V → *parte de fuerza*

Filtros pasa bajo interno del IPM para no tener ningún falso disparo del bus, mostrado en la siguiente figura 45.

Figura 46.
Filtro pasa bajo interno del módulo IPM.

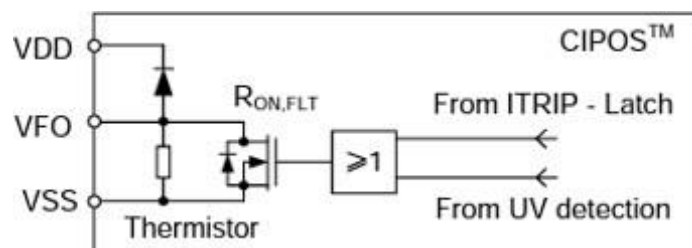


Fuente: Esta imagen es tomada del datasheet del IPM.

3.7.12. VFO (interno del IMP)

El pin VFO indica una falla del módulo en caso de bajo voltaje en el pin VDD o en caso de detección de sobre corriente activada en ITRIP. Se requiere una resistencia pul up externamente.

Figura 47.
Circuito interno en el pin VFO.

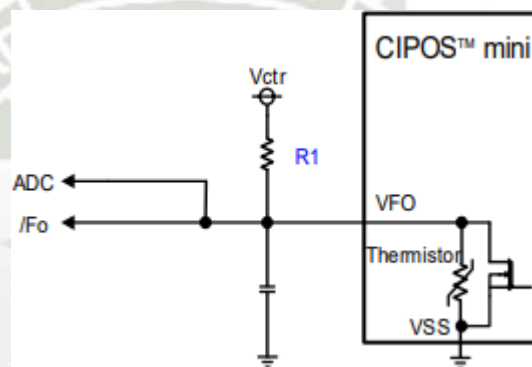


Fuente: Circuito interno en el pin VFO. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

El mismo pin proporciona acceso directo al NTC, que está referenciado a VSS. Una resistencia pull-up externa conectada a + 5V asegura que el voltaje resultante se pueda conectar directamente al micro controlador.

Para una correcta operación del sistema VFO, se debe tener en cuenta que por el mismo Pin out del módulo, se puede enviar una señal digital y una señal analógica, por lo que se puede conectar directamente a dos pines del micro controlador, una entrada digital y otra analógica como se puede observar en la siguiente figura:

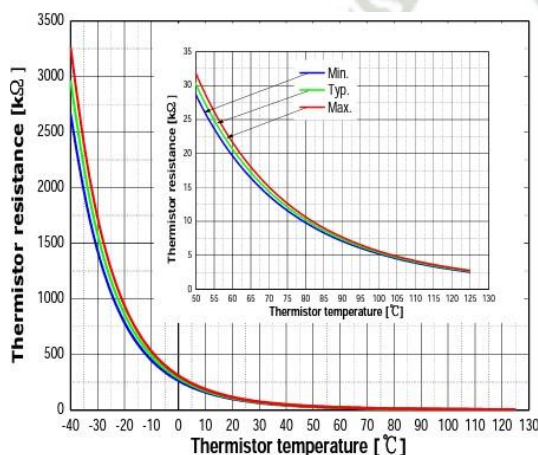
Figura 48.
Diagrama de conexión de VFO al ADC.



Fuente: Diagrama de conexión de VFO al ADC. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

Para el diseño de la circuitería anterior se deben tener en cuenta las siguientes tablas de valores de la RTD, que el mismo fabricante del módulo nos proporciona.

Figura 49.
Grafica del RTD, comportamiento del sensor de temperatura del IPM.



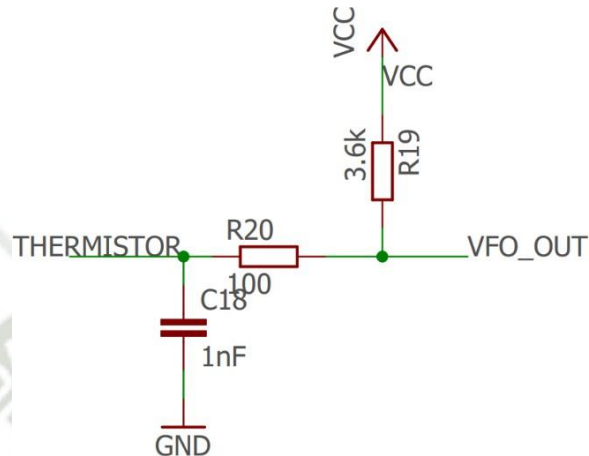
T [°C]	Rmin. [kΩ]	Rtyp. [kΩ]	Rmax. [kΩ]
50	28.400	29.972	31.545
60	19.517	20.515	21.514
70	13.670	14.315	14.960
80	9.745	10.169	10.593
90	7.062	7.345	7.628
100	5.199	5.388	5.576
110	3.856	4.009	4.163
120	2.900	3.024	3.149
125	2.527	2.639	2.751

Fuente: Grafica del RTD, comportamiento del sensor de temperatura del IPM. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

Para el diseño del divisor de frecuencia se tiene en cuenta las siguientes recomendaciones del fabricante, que es poner la resistencia que va conectada a la alimentación de $3.6\text{ K}\Omega$, como se puede observar en la figura 50.

Figura 50.

Circuito del VFO para la indicación de falla de baja tensión.

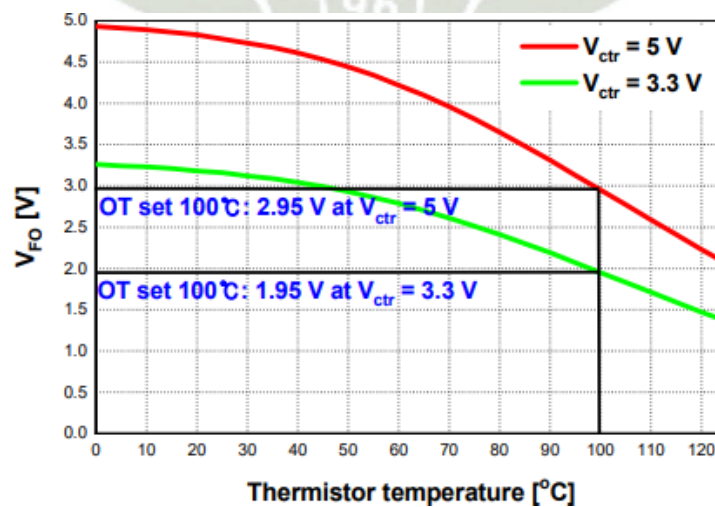


Fuente: Circuito del VFO para la indicación de falla de baja tensión. Esta imagen es una elaboración propia.

Acorde a las recomendaciones del fabricante para la resistencia de $3.6\text{K}\Omega$ se tiene las siguientes gráficas para una fuente de alimentación de 3.3voltios (color verde) y de 5 voltios (color rojo).

Figura 51.

Grafica Del Voltaje de alimentación en funciona a la temperatura.



Fuente: Grafica Del Voltaje de alimentación en funciona a la temperatura. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

En este gráfico podemos observar que se tienen los siguientes parámetros máximos:

Para una temperatura de 100°C se tienen un voltaje de 3.0 Voltios para una fuente de alimentación de 5 Voltios.

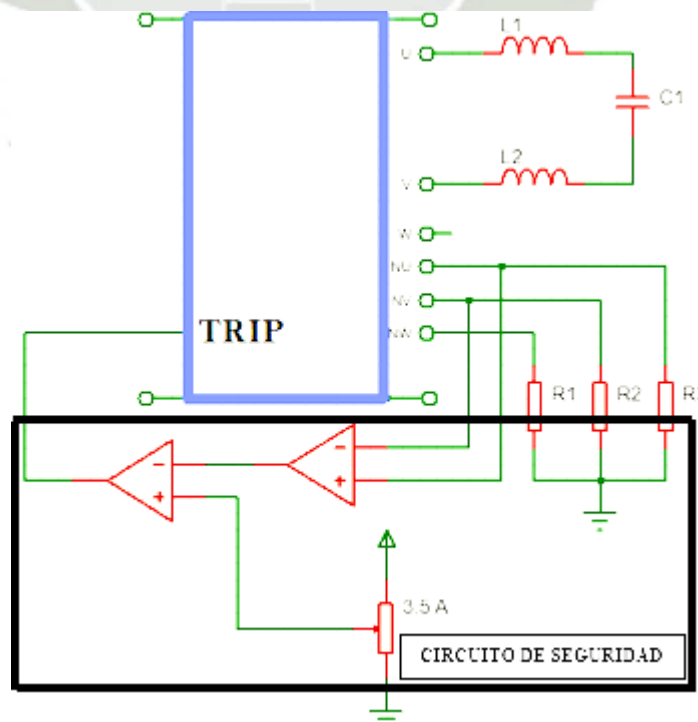
Se utiliza este valor como referencia para alimentar el circuito de VFO con una fuente de alimentación de 5 voltios.

3.7.13. ITRIP (Over current detection function)

El módulo IPM cuenta con un circuito de protección contra sobre corriente que funciona con la medición de corriente de colector a la salida de los IGBTs.

Generalmente este módulo actúa cuando el voltaje supera una threshold típico de 0.47 Voltios con una referencia con el VSS del módulo IPM. El tiempo de acción del circuito ITRIP es de 530ns. Para restaurar la señal se deben esperar aproximadamente 40us, después de haber activado el ITRIP.

Figura 52.
Circuito para operación del ITRIP.



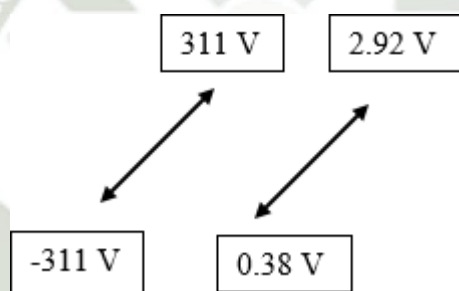
Fuente: Circuito para operación del ITRIP. Esta imagen es una elaboración propia.

Para el caso del diseño de este equipo microinversor solar, se tiene que el micro controlador envía una señal digital de 3.3 V (1 lógico), para activar el ITRIP, cuando se detecte una falla en la salida del módulo o cuando se requiera apagar el módulo de potencia.

3.8 Diseño de sensado de voltaje en alterna

Para poder sensar el voltaje en alterna se debe eliminar la parte negativa de la señal alterna, ya que esta señal debe ingresar al micro controlador para que pueda ser sensada y como se sabe el micro controlador utilizado no reconoce señales negativas es por ello que se realiza la siguiente conversión.

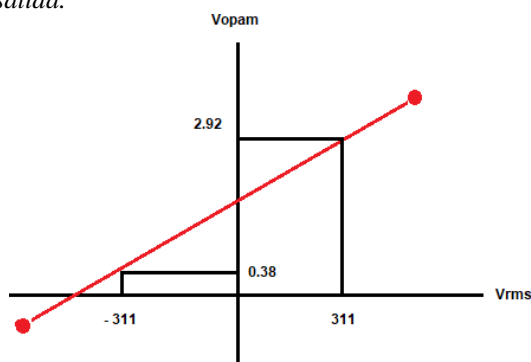
Figura 53.
Conversión de voltaje



Fuente: Conversión de voltaje. Esta imagen es una elaboración propia.

Los puntos de diseño son representados en la figura 54. Teniendo dos puntos en este diagrama se procederá a encontrar la ecuación de la recta:

Figura 54.
Plano cartesiano de los puntos de entrada y salida.



Fuente: Plano cartesiano de los puntos de entrada y salida. Esta imagen es una elaboración propia.

Obteniendo la pendiente:

$$m = \frac{2.92 - 0.38}{2(311)} = 4 \times 10^{-3}$$

Ecuación de la recta:

$$y - y_0 = m(x - x_0)$$

$$y - 0.38 = 4 \times 10^{-3}(x - (-311))$$

$$Y = 4 \times 10^{-3}X + 1.65$$

$$V_o = GxV_n + V_{ref}$$

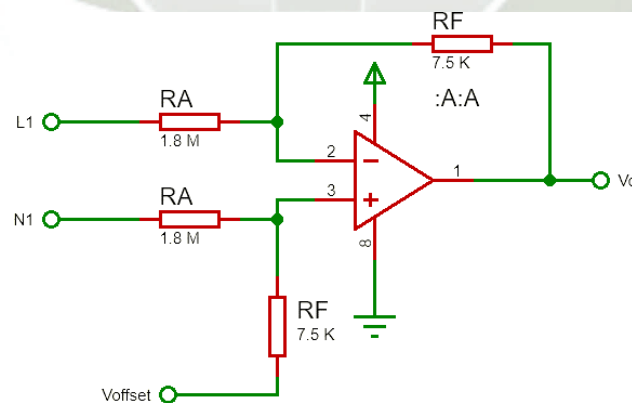
Realizando la comparación:

$$G = 4 \times 10^{-3} = \frac{R_f}{R_A} = \frac{4.7 \text{ K}\Omega}{1.8 \text{ M}\Omega}$$

al obtener valores de resistencias comerciales procederemos al

diseño de nuestro sensor de voltaje alterno. En la figura 55 se observa la configuración de un opam en modo diferencial, se usa esta configuración para seguir manteniendo las tierras tanto de control como de potencia separadas.

Figura 55.
Configuración modo diferencial para senado de voltaje alterno.



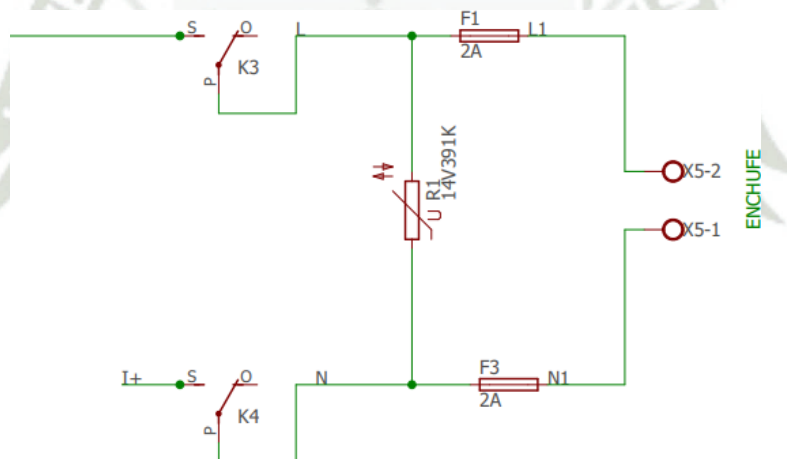
Fuente: Configuración modo diferencial para senado de voltaje alterno. Esta imagen es una elaboración propia.

3.9 Etapa de protección

El circuito de protección del microinversor para paneles solares consta de dos relays que desconectan la carga, en conjunto con estos trabajan dos fusibles y un Varistor. El Varistor al detectar una elevación de voltaje superior a los 300 Voltios AC, se cortocircuita y produce que los fusibles F1 y F3, se rompan abriendo el circuito y protegiendo la electrónica del micro inversor.

Los relays de protección actúan cuando se detecta un elevado consumo de corriente por parte de la carga, superior a 1 amperio, que es la relación de 250 Watts de energía que puede entregar el micro inversor.

Figura 56.
Circuito de protección del micro inversor.



Fuente: Circuito de protección del micro inversor. Esta imagen es una elaboración propia.



CAPITULO IV

4. DISEÑO DE SOFTWARE

4.1. Digitalización de las señales análogas

Para la digitalización de las señales análogas se toma como referencia la fórmula de muestreo. Las fórmulas de muestreo van variando dependiendo del tipo de señal, para una señal continua se trabaja con un promedio, mientras que en señales alternas trabaja con valores rms.

Valor Promedio: Señal continúa

$$\frac{(X_1 + X_2 + X_3 + \dots + X_n)}{n} \quad (\text{Ecu 21})$$

Valor rms: Señal alterna

$$\sqrt{\frac{(X_1^2 + X_2^2 + X_3^2 + \dots + X_n^2)}{n}} \quad (\text{Ecu 22})$$

Para poder muestrear la señal se genera un tren de pulsos, este tren de pulsos es generado mediante una interrupción previamente trabaja en el microcontrolador. Esta interrupción activa el módulo ADC cada 316 us.

El valor de 316 us se obtuvo partiendo de la teoría de na Nyquist:

- Para las señales DC: No tienen ancho de banda / su frecuencia base es de 0 Hz
- Para las señales AC: tienen un ancho de banda

La frecuencia fundamental con la que se trabaja es de 60Hz, porque se genera una señal en alterna de 60Hz con el módulo IPM

El muestreo de la señal se da hasta el armónico número 21, de los analizadores de energía eléctrica., por lo tanto:

$$\begin{aligned} BW &= NroH * FreLinea & (\text{Ecu 23}) \\ BW &= 21 * 60 \\ BW &= 1260 \text{ Hz} \end{aligned}$$

Según Nyquist la frecuencia de muestro debe ser el doble del ancho de banda de señal

$$Frec_smpling \geq 2 * BWs \quad (Ecu 24)$$

$$Fs \geq 2 * 1260Hz$$

$$Fs \geq 2520 Hz$$

Segunda interacción de la frecuencia de Nyquist

$$Fs == 2.5 * BW$$

$$Fs = 2.5 * 1260$$

$$Fs = 3.150 KHz$$

En la realidad se implementó $Fs=3.165$ KHz, porque el PWM que genera la interrupción para la captura del ADC, no tiene tanta precisión en partes por millón.

Numero de Muestras

Se puede tomar un numero de muestras indefinido, es decir que puedes escoger entre 100 muestras como 1000 muestras, como 100000 muestras. Pero debido a que usamos cálculos computacionales en exponenciales de 2, lo más cómodo es escoger valores exponentes de 2. Según la norma de muestreo se debe tener un segundo de muestras como medición básica.

Ns: solo pueden ser números enteros.

Tiempo total = 1 segundo de muestras

$Fs= 3.165$ KHz equivale a 316 us

$Ts=316$ us

$$Tt = Ns * Ts \quad (Ecu 25)$$

$$1 = Ns * 316us$$

$$Ns = \frac{1}{316us}$$

$N_s=3164.556$ muestras

$N_s=3165$ Muestras, sería el número exacto para 1 segundo de muestras

Pero dado que el valor de 3165 no es un exponencial de 2, se busca el inmediato superior, siendo este de 4096 muestras.

Se recalcula el tiempo total.

$$T_t = 4096 * 316\mu s$$

$$T_t = 1.2943 \text{ segundos}$$

Este valor es aceptable porque es un valor superior a 1 segundo.

4.2. Conversión de datos

Para poder interpretar las señales de voltaje y corriente que lee el microcontrolador es necesario seguir una serie de ecuaciones, las cuales permitirá descifrar los valores tomados por el microcontrolador y convertirlos en valores de voltaje y corriente que puedan ser entendidos por nosotros.

Ecuación de conversión

$$V_o = G(v_1 - v_2) \quad (\text{Ecu } 26)$$

Donde:

$$G = \frac{R_F}{R_1}$$

$$G = \frac{15}{8 * 470} = 3.98E - 3$$

Por lo tanto :

$$V_o = 3.98E - 3 * V_{in}$$

$$V_o = 0.876 V_{rms}$$

Conversión de voltaje a binario

$$V_o * \frac{4095}{3.3} = 1087.03$$

$$0.876 * \frac{4095}{3.3} = 1087.03$$

El microcontrolador al momento de muestrear la señal del opam, en su memoria interna presenta el valor de 1087.03 unidades.

Entonces procedemos a realizar la conversión de manera inversa, para encontrar su valor en voltios.

$$V_{in \text{ adc}} = 1087.03 * \frac{3.3}{4095}$$

$$V_{in \text{ adc}} = 0.876 \text{ voltios}$$

Ahora usamos la siguiente ecuación

$$V_o = 3.98E - 3 * V_{in}$$

$$V_{in} = \frac{V_o}{3.98E - 3}$$

$$V_{in} = \frac{0.876}{3.98E - 3}$$

$$V_{in} = 220.1 \text{ Vrms}$$

4.3.Datos específicos del punto de máxima potencia del panel solar

En la tabla 7, se muestra las especificaciones técnicas del panel solar y sus especificaciones de los coeficientes de temperatura. En figura 57 se muestra el comportamiento del panel solar y el comportamiento de los coeficientes de temperatura del panel solar.

Tabla 7.

a) Especificaciones del panel solar

Datos eléctricos del panel	
Potencia máxima	200 W
Voltaje de potencia optima	24.81 V
Corriente de funcionamiento óptimo	8.06 A
Corriente de cortocircuito	29.59 A
Eficiencia del modulo	15.59
Tolerancia de potencia	0 -> 3 %

a) Especificaciones del coeficiente de temperatura

Coefficientes de temperatura	
Coefficiente de temperatura de $I_{sc}\%$	+0.04 A
Coefficiente de temperatura de $V_{oc}\%$	-0.35 V
Coefficiente de temperatura de P_{mc}	8.06 W
Coefficiente de temperatura de I_m	29.59 A
Coefficiente de temperatura de V_m	15.59 V

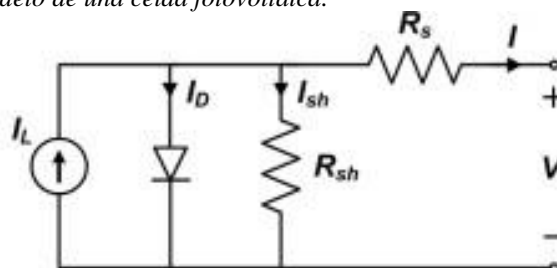
Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

4.4. Algoritmo MPPT

El estudio del Seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) se da dentro de las celdas fotovoltaicas y para poder entender su comportamiento en la figura 58, mostraremos un modelo simple de una celda fotovoltaica.

Figura 58.

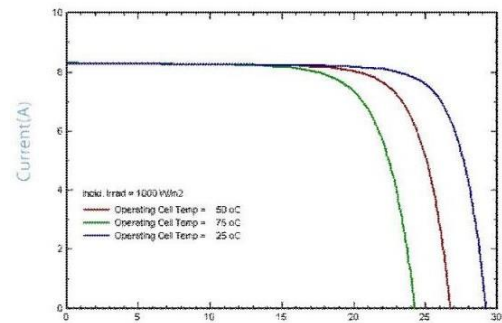
Modelo de una celda fotovoltaica.



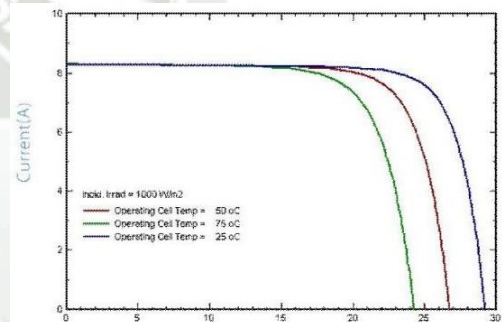
Fuente: Modelo de una celda fotovoltaica. A. Zapata Martínez. Modelo y simulación de un sistema Fotovoltaico Portátil. Año (2015). Esta imagen fue obtenida de <https://www.ehu.es/documents/3444171/4484748/44.pdf>.

Figura 57.

a) Gráfico de la parte eléctrica.



b) Grafica de temperatura



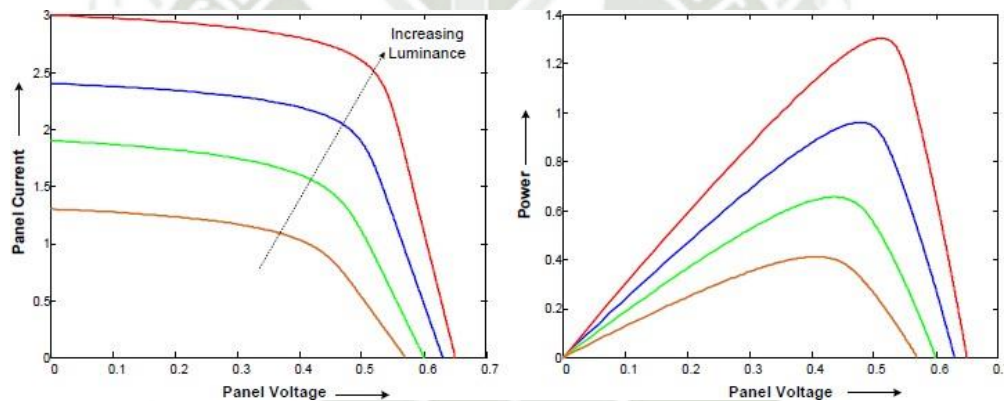
Fuente: Esta imagen fue obtenida de la hoja técnica del panel solar.

De donde la ecuación para la corriente de la celda fotovoltaica viene dada por:

$$I = I_L - I_0 \left(e^{\frac{q(V+IR_s)}{nKT}} - 1 \right) \quad \text{Ecu 27}$$

Obteniendo así dos graficas de estudio, siendo la primera grafica de la corriente de las celdas fotovoltaicas en función del voltaje y la segunda grafica de la potencia de la celda fotovoltaica en función del voltaje, estas graficas se muestran en la figura 59.

Figura 59.
Grafica de la ecuación del MPPT.



Fuente: Grafica de la ecuación del MPPT. Ramirosky. Año (2013). Esta imagen fue obtenida de <https://ramirosky.wordpress.com/2013/02/04/modelizacion-de-un-panel-fotovoltaico-con-scilabxcos/>

Está claro que la relación de la curva V vs I, no tiene comportamiento lineal del voltaje corriente, pero si tenemos un comportamiento proporcional entre la corriente y el voltaje que nos proporciona las celdas fotovoltaicas.

Por otro lado, la curva (P vs V) muestra claramente la potencia máxima que puede llegar a entregar las celdas fotovoltaicas. Para aprovechar al máximo energía / utilización fuera de la instalación del sistema fotovoltaico debe funcionar a la potencia máxima punto de esta curva. Sin embargo, el punto de máxima potencia no es fijo debido a la naturaleza no lineal de la celda fotovoltaica y cambia con la temperatura, la intensidad de la luz, etc. y varía de un panel a otro.

Así se utilizan diferentes técnicas para localizar este punto de máxima potencia del panel como Perturb y Observe, conductancia incremental. La biblioteca C2000 Solar consta de bloques que se pueden utilizar para rastrear el MPP utilizando algoritmos MPP bien conocidos.

4.4.1. Flujo grama del MPPT

En esta etapa podemos observar el flujo grama de la obtención de MPPT (punto de máxima potencia).

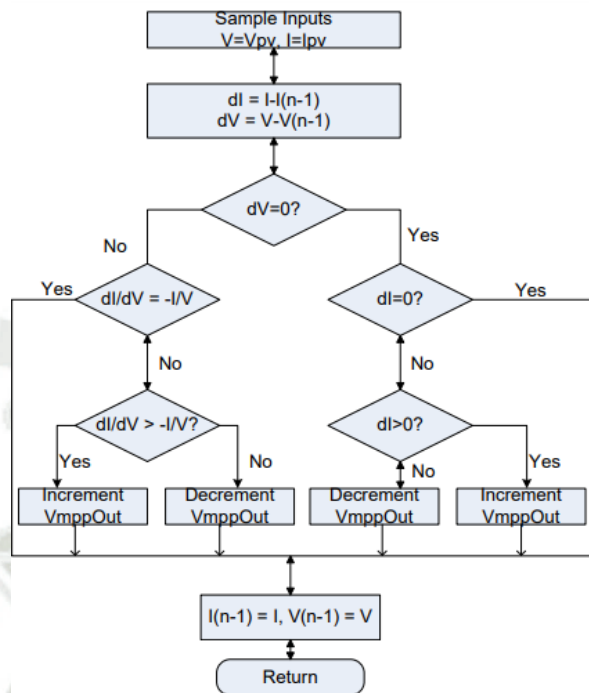
Referencia de voltaje para MPP (VmppOut): referencia de voltaje para el seguimiento de MPP obtenida por el algoritmo de conductancia incremental. Salida en formato por unidad.

Figura 60.
Configuración del MPPT.

```
/*-----  
*           Iniciando Parametros del MPPT  
*-----*/  
Inicia_Menu_Display:  
while (1)  
{  
    sprintf(lcd_display, "MPPT: %2.2f  ", mppt_pno1.VmppOut * 100);  
    lcd_gotoxy(1, 1);  
    lcd_text(lcd_display);  
  
    sprintf(lcd_display1, "Vac: %2.2f V ", Analisis_DC.VOLT_RMS);  
    lcd_gotoxy(1, 2);  
    lcd_text(lcd_display1);  
  
    if (Read_btnENTER() == 1)  
    {  
        lcd_clear();  
        goto Inicia_Menu_Principal;  
    }  
}  
Inicia_Menu_Principal:
```

Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

Figura 61.
Diagrama de flujo del método de conductancia incremental.



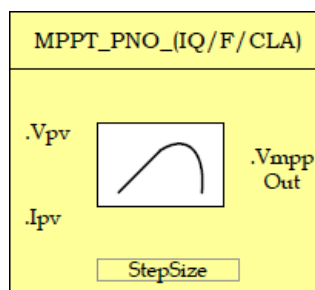
Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

4.4.2. Implementación en el programa del punto MPPT

En esta etapa nos centraremos en el método de conductancia incremental para el punto de máxima potencia (MPPT).

Descripción: Con este módulo de software se implementa la conductancia incremental algoritmo utilizada para el seguimiento del punto de máxima potencia.

Figura 62.
Modulo del seguimiento de máxima potencia.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

Archivo de modulo: <base_folder>\MPPT_INCC_(IQ/F/CLA).h

Técnico: el seguimiento del punto de máxima potencia es una parte esencial de la implementación del sistema fotovoltaico.

(Texas Instruments) Se han implementado y documentado varios métodos de seguimiento de MPPT en sistemas fotovoltaicos. Este módulo de software implementa un método de seguimiento MPPT muy utilizado llamado algoritmo de "conductancia incremental". El método de conductancia incremental (INCC) se basa en el hecho de que la pendiente de la curva de potencia del campo fotovoltaico es cero en el MPPT, positiva a la izquierda del MPPT y negativa a la derecha.

$$\Delta I / \Delta V = -I / V, \text{ At MPP}$$

$$\Delta I / \Delta V < -I / V, \text{ Right of MPP}$$

$$\Delta I / \Delta V > -I / V, \text{ Left of MPP}$$

Por lo tanto, el MPPT se puede rastrear comparando la conductancia instantánea (I / V) con la conductancia incremental (I / V) como se muestra en el diagrama de flujo a continuación. V_{ref} es el voltaje de referencia al que se fuerza a operar el campo fotovoltaico.

En el MPPT, V_{ref} equivale a V_{MPPT} del panel. Una vez que se alcanza el MPPT, el funcionamiento del conjunto fotovoltaico se mantiene en este punto a menos que se observe un cambio en I , lo que indica un cambio en las condiciones atmosféricas y, por lo tanto, el nuevo MPPT.

La Figura 63 ilustra el método de conductancia incremental. El algoritmo reduce o incrementa V_{ref} para rastrear el nuevo MPPT.

Figura 63.
Punto Flotante

```

//***** Structure Definition *****/
typedef struct {
    float32  Ipv;
    float32  Vpv;
    float32  DeltaPmin;
    float32  MaxVolt;
    float32  MinVolt;
    float32  Stepsize;
    float32  VmppOut;
    float32  DeltaP;
    float32  PanelPower;
    float32  PanelPower_Prev;
    Uint16  mppt_enable;
    Uint16  mppt_first;
} MPPT_PNO_F;
    
```

Fuente: Esta imagen es una elaboración del programa code comoposer studio.

Tabla 8.
Definición Interfaz de modulo

Definición de la interfaz del módulo			
Elemento del modulo	Tipo	descripción	Rango aceptable
Vpv	Input	Entrada de voltaje del panel	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
Ipv	Input	Entrada de corriente del panel	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
StepSize	Input	Regulador de salida de voltaje MPP de referencia generada	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
VpvH	Input	Límite de umbral para cambio de voltaje en dirección +ve	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
VpvL	Input	Límite de umbral para cambio de voltaje en dirección -ve	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
IpvH	Input	Límite de umbral para cambio de corriente en dirección +ve	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
IpvL	Input	Límite de umbral para cambio de corriente en dirección -ve	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
MaxVolt	Input	Límite superior en el valor de referencia de voltaje generado por el algoritmo MPPT - valor máximo de VmppOut	Float32[0,1] Q24 [0,1] / Float32[0,1]
MinVolt	Input	Límite inferior en el valor de referencia de voltaje generado por el algoritmo MPPT - valor máximo de VmppOut	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
VmppOut	Output	Generador de referencia de voltaje de salida MPPT	Q24 [0,1] / Float32[0,1]
Cond	Internal	Valor de conductancia calculado	Q24 [0,1] / Float32[0,1]

Pasos para agregar las librerías al programa del microcontrolador en punto flotante (F):

Paso 1: Se incluye la biblioteca in {ProjectName}-Includes.h

```
#include "Solar_F.h"
```

Paso 2: Crear y agregar estructura de módulo para {ProjectName}-Main.c

```
MPPT_INCC_F mppt_incc1;
```

Paso 3: Inicializar módulo en {ProjectName}-Main.c

```
//mppt INCC  
MPPT_INCC_IQ_init(&mppt_incc1);  
mppt_incc1.DeltaPmin = 0.00001;  
mppt_incc1.MaxVolt = 0.9;  
mppt_incc1.MinVolt = 0.0;  
mppt_incc1.Stepsize = 0.005;
```

Paso 4: Usando el módulo

Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

```
// Write normalized panel current and voltage values  
// to the MPPT macro  
  
mppt_incc1.Ipv = IpvRead; \\ Normalized Panel Current  
mppt_incc1.Vpv = VpvRead; \\ Normalized Panel Voltage  
  
// Invoking the MPPT computation macro  
MPPT_INCC_IQ_FUNC (&mppt_incc1);
```

Alternativamente, la macro rutina se puede llamar de la siguiente manera:

```
MPPT_INCC_IQ_MACRO(mppt_incc1);  
  
// Output of the MPPT macro can be written to the reference of  
// the voltage regulator  
Vpvref_mpptOut = mppt_incc1.VmppOut;
```

4.5. Algoritmo de RMS en alterna y continua

Definición de verdadero valor eficaz de CC. Las señales eléctricas se caracterizan por parámetros como amplitud y frecuencia. La representación más común de amplitud son los valores promedio y RMS.

V_{AVE} se calcula obteniendo la media aritmética de una señal en un tiempo dado como se muestra en la Ecuación 26.

Ecuación 26.. V_{AVE} de una señal.

$$V_{AVE} = \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{n} \quad \text{Ecu 28}$$

Las señales de voltaje de CA tienen valores tanto positivos como negativos. La ecuación 27 muestra que V_{AC_RMS} también se calcula obteniendo la raíz cuadrada de la media aritmética de los cuadrados de la señal durante un tiempo determinado.

Ecuación 27. V_{AC_RMS} de una señal de AC.

$$V_{AC_RMS} = \sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{V_i^2}{n}} \quad \text{Ecu 29}$$

La ecuación 27, es válida solo para obtener el V_{AC_RMS} de las señales de voltaje de AC. Al medir el V_{AC_RMS} de una señal de voltaje de CC periódica, el desplazamiento de CC debe restarse primero de cada muestra antes de elevar al cuadrado, promediar y obtener la raíz cuadrada. Esto se ilustra en la Ecuación 28.

Ecuación 28. V_{AC_RMS} de una señal DC.

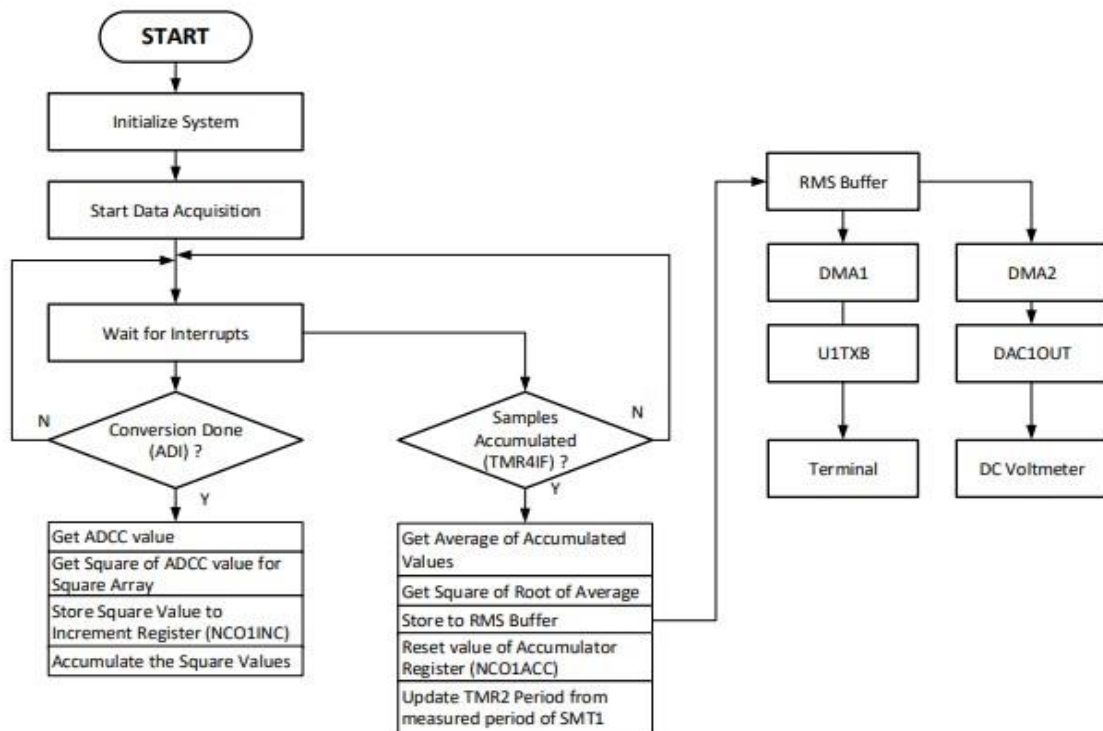
$$V_{AC_RMS} = \sum_{i=1}^n \sqrt{\frac{(V_i - V_{DC_OFFSET})^2}{n}} \quad \text{Ecu 30}$$

Otro parámetro, el valor eficaz de CC de una forma de onda de CC periódica, se puede calcular en la ecuación 29. Las señales de voltaje de CC se representan mejor mediante V_{AVE} , mientras que las señales de voltaje de AC se describen mediante V_{AC_RMS} . Una posible aplicación del V_{DC_RMS} es medir el voltaje RMS de una señal de AC rectificadas. El medidor True DC RMS presentado en este documento utiliza esta definición matemática.

Ecuación 29. V_{DC_RMS} De una señal DC.

$$V_{DC_RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n V_i^2}{n}} \quad \text{Ecu 31.}$$

Figura 64.
Diagrama de flujo del RMS en alterna y continúa



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia

4.5.1. Kernel de cálculo eléctrico

El kernel del cálculo eléctrico es un algoritmo que recibe los siguientes parámetros:

- Entrada por el conversor análogo digital de la señal de voltaje en alterna.
 - Entrada por el conversor análogo digital de la señal de voltaje en continua.
 - Entrada por el conversor análogo digital de la señal de corriente en alterna.
 - Entrada por el conversor análogo digital de la señal de corriente en continua.
 - Entrada por el conversor análogo digital de señal de temperatura del módulo inversor.
 - Entrada por el conversor análogo digital de señal del bus (voltaje continuo).
- Parámetros que devuelve el kernel de cálculo eléctrico.
- Voltaje y corriente en alterna.
 - voltaje y corriente en continua.
 - temperatura del módulo IPM.

4.5.2. Ecuación del termistor

El termistor NTC en un margen de temperatura reducido (50°C) la dependencia de la resistencia con la temperatura se puede considerar de tipo exponencial de la forma:

$$R_T = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad \text{Ecu 30.}$$

Donde:

R_0 = resistencia a la temperatura de referencia (normalmente 25 °C)

T_0 = Temperatura de referencia en grados kelvin ($T_0 = 273+25=298$ °K).

B = Temperatura característica del material (aprox. 4000 °k)

Tabla 9.
Especificaciones del termistor.

Termistor					
Descripción	Símbolo	Min	Typ	Max	Unit
Resistor	RNTC	-	85	-	kΩ
Constante B de NTC (coeficiente de Temperatura Negativo)	B(25/100)	-	4092	-	k

Fuente: Esta tabla es una elaboración propia.

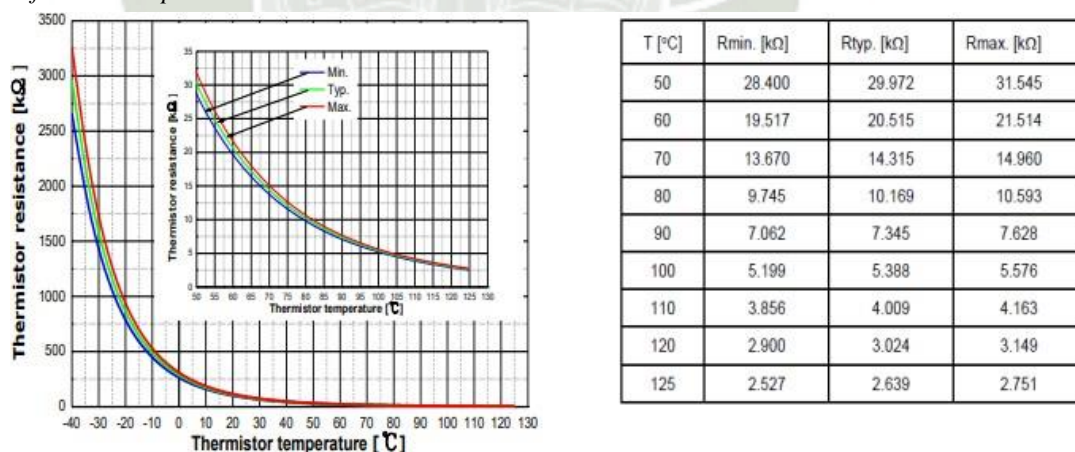
4.5.3. Monitor de temperatura y protección térmica

En el caso del IPM con inversor CIPOS™ Mini, se conecta un termistor incorporado (85 kΩ a 25 ° C) entre los pines VFO y VSS.

El circuito de aplicación típico se parece a la Figura 8, donde el pin VFO se usa tanto para la detección de temperatura del termistor como para el indicador de falla.

El voltaje del VFO pin disminuye a medida que aumenta la temperatura del termistor porque el termistor es del tipo NTC (coeficiente de temperatura negativo) y está conectado a la resistencia de pull-up externa. Tenga en cuenta que la variación de voltaje del VFO pin, que es generada por el cambio de temperatura del termistor, debe ser siempre más alta que el nivel de detección de fallas del microcontrolador. En esta placa de referencia, la resistencia de pull-up se establece en 3.6kΩ para que el voltaje del VFO se convierta en 2.95V y 1.95V

Figura 65.
Grafica del comportamiento del termistor.

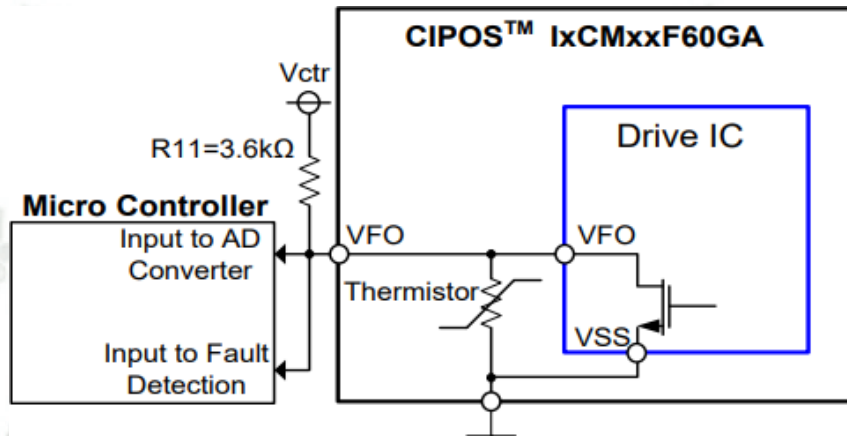


Fuente: Grafica del comportamiento del termistor. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

4.5.4. Configuración de parámetros clave

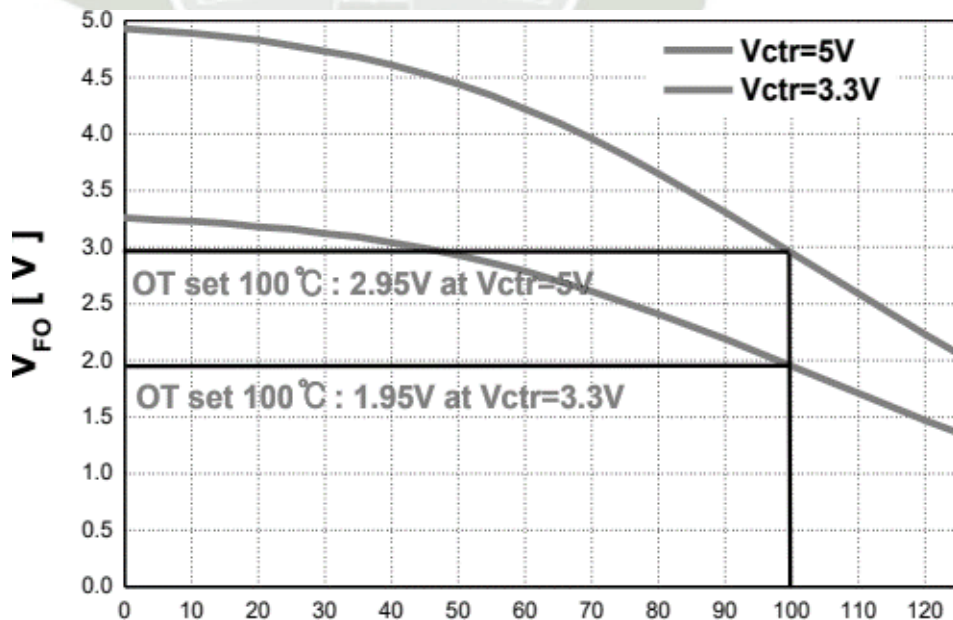
Monitoreo para el voltaje de control de 5V y 3.3V (Vctr) cuando la temperatura del termistor es 100 °C, como se muestra en la Figura 66.

Figura 66.
Monitor de temperatura con termistor incorporado y resistencia de extracción.



Fuente: Monitor de temperatura con termistor incorporado y resistencia de extracción. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

Figura 67.
Variación de voltaje del VFO junto con el cambio de temperatura del termistor NTC.



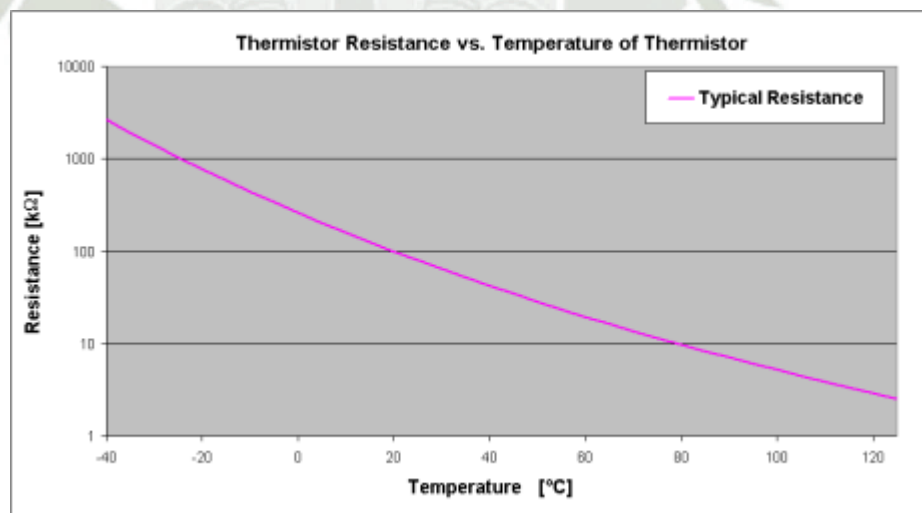
Fuente: Variación de voltaje del VFO junto con el cambio de temperatura del termistor NTC. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

4.5.5. Sobreproteccion de temepratura / protección contra sobrecalentamiento

En (infineon , 2019) nos dice que CIPOS™ Mini con función opcional de detección de temperatura tiene un pin para la salida de falla y la detección de temperatura. La figura 68, muestra las características de la resistencia del termistor interno en función del termistor.

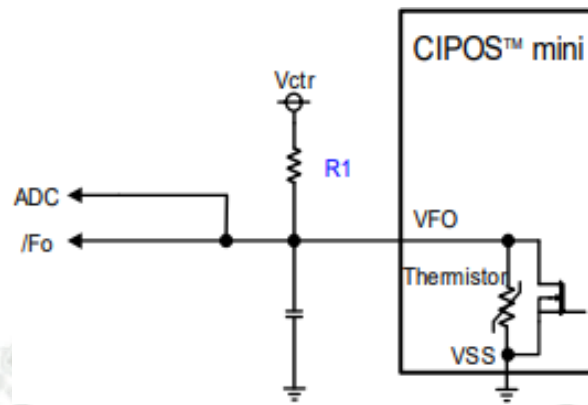
temperatura. En esta sección se presenta un circuito para protección contra sobrecalentamiento. Como se muestra en la Figura 68, el pin VFO está conectado directamente al ADC y a los terminales de detección de fallas del microcontrolador. Este circuito es muy simple y permite que el microcontrolador apague los IGBT. Por ejemplo, cuando R1 es 3.6 k, entonces el VFO a aproximadamente 100 ° C de temperatura del termistor es 2.95 V tipo a $V_{ctr} = 5\text{ V}$ y 1.95 V a $V_{ctr} = 3.3\text{ V}$, como se muestra en la Figura 68. La protección de temperatura no debe ser menor que el nivel de disparo por falla del microcontrolador.

Figura 68.
Características de la resistencia del termistor interno en función de la temperatura del termistor.



Fuente: Características de la resistencia del termistor interno en función de la temperatura del termistor. Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

Figura 69.
Propuestas de circuito para protección contra sobrecalentamiento

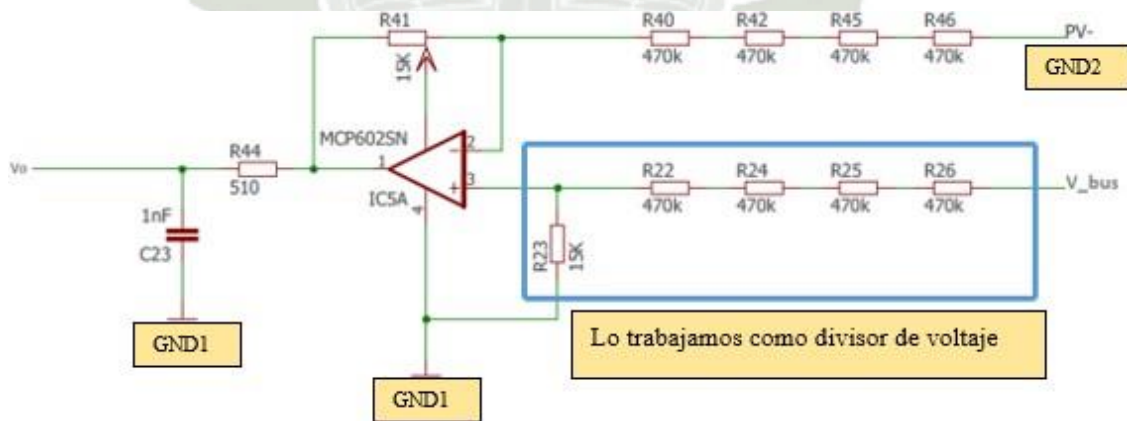


Fuente: Propuestas de circuito para protección contra sobrecalentamiento Esta imagen es tomada del datasheet del módulo IPM NA-2016-10.

4.6. Ecuacion del bus DC

Para el desarrollo de esta ecuación se tiene en cuenta la figura 28, del capítulo de diseño de hardware.

Figura 70.
Esquemático modo diferencial para obtención de un voltaje proporcional



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

$$V_o = G * (V_+ - V_-)$$

$$V_o = \frac{r_f}{r} (V_{bus})$$

$$V_o = \frac{15k}{1880} K\Omega$$

$$V_o = 7.97872e^{-3} * V_{bus} * DC$$

Donde:

$Df=15k$

$R=4*470\text{ k}\Omega=1880\text{ k}\Omega$

Dado que la ecuación de transferencia que se obtuvo en el capítulo 2, indica cómo convertir un voltaje de 311 voltios en continua a una señal entre 0 y 3.3, para su implementación en el micro controlador:

Se hace lo inverso, se despeja el $V_{bus\ DC}$

$$V_o = 7.97872e^{-3} * V_{bus} * DC$$

Ecuación de transferencia inversa

$$V_{bus} * DC = \frac{V_o}{7.97872e^{-3}}$$

Como el convertidor análogo digital tiene un rango de 0 a 3.3 voltios para 12 bits, lo que quiere decir que existe una relación de 0 a 4095 valores, esto ingresando a la ecuación del bus DC se expresa de la siguiente manera:

$$V_{bus} * DC = \frac{3.3}{4095} * V_{busDC_SAMPLING} \quad Ecu\ 32.$$

$$V_{busDC_SAMPLING} = \frac{V_o}{7.97872 * e^{-3}} \quad Ecu\ 31.$$

Por ende la ecuación final se expresa de la siguiente manera:

Reemplazo ecuación 30 en ecuación 31:

$$V_{bus} DC = \frac{3.3}{4095} * \frac{V_o}{7.97872} * e^{-3}$$

Implantación del código de bus dc en el micro controlador

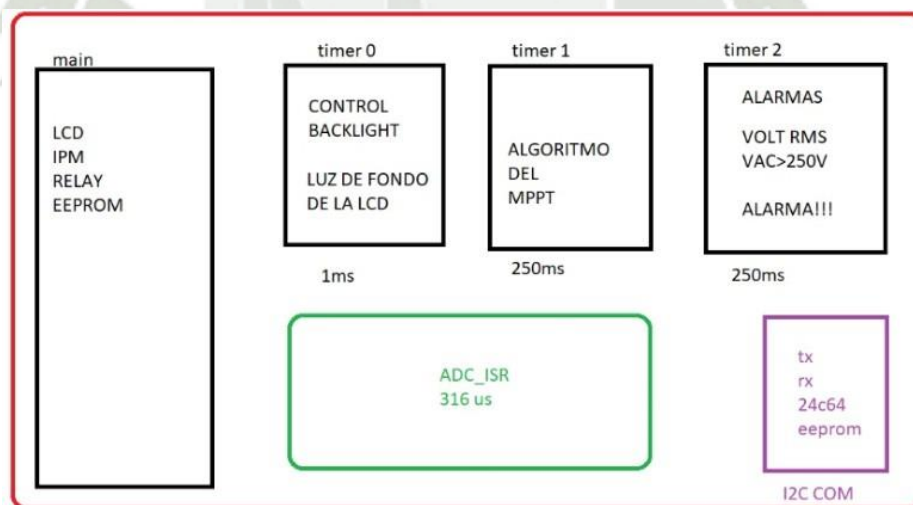
```
V_BUS_dc += AdcResult.ADCRESULT0 * FACTOR_CONVERT;
Analizis_DC.temp_BUS_DC = V_BUS_dc / TEST_LENGTH_SAMPLES; //Voltaje de Bus dc
/* -----
** Calculo de voltaje en DC
** ----- */
Analizis_DC.BUS_DC = Analizis_DC.temp_BUS_DC * VOLT_CONVERSION_DC;
```

4.5 Algoritmo del programa principal

El programa principal consta de varias partes de trabajo, se realizará una breve descripción de todas estas etapas trabajadas en esta tesis.

El programa está dividido en 6 partes claramente definidas, estas divisiones se muestran en la figura 71.

Figura 71.
Diagrama de las etapas del programa



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

La primera parte del programa (main) se abarca el manejo de la LCD, el IPM, módulo de potencia, el manejo de los Relays y el manejo de la Eprom.

En la etapa del timer 0 se trabaja la luz de fondo de la pantalla LCD para poder desactivar la iluminación cuando se deje de utilizar. En la etapa de timer1 se encarga del algoritmo del Mppt, en la etapa del timer 2 se encarga de que el voltaje vrms no

supere los 250, si el voltaje vrms supera esta cantidad el programa emitirá una alarma.

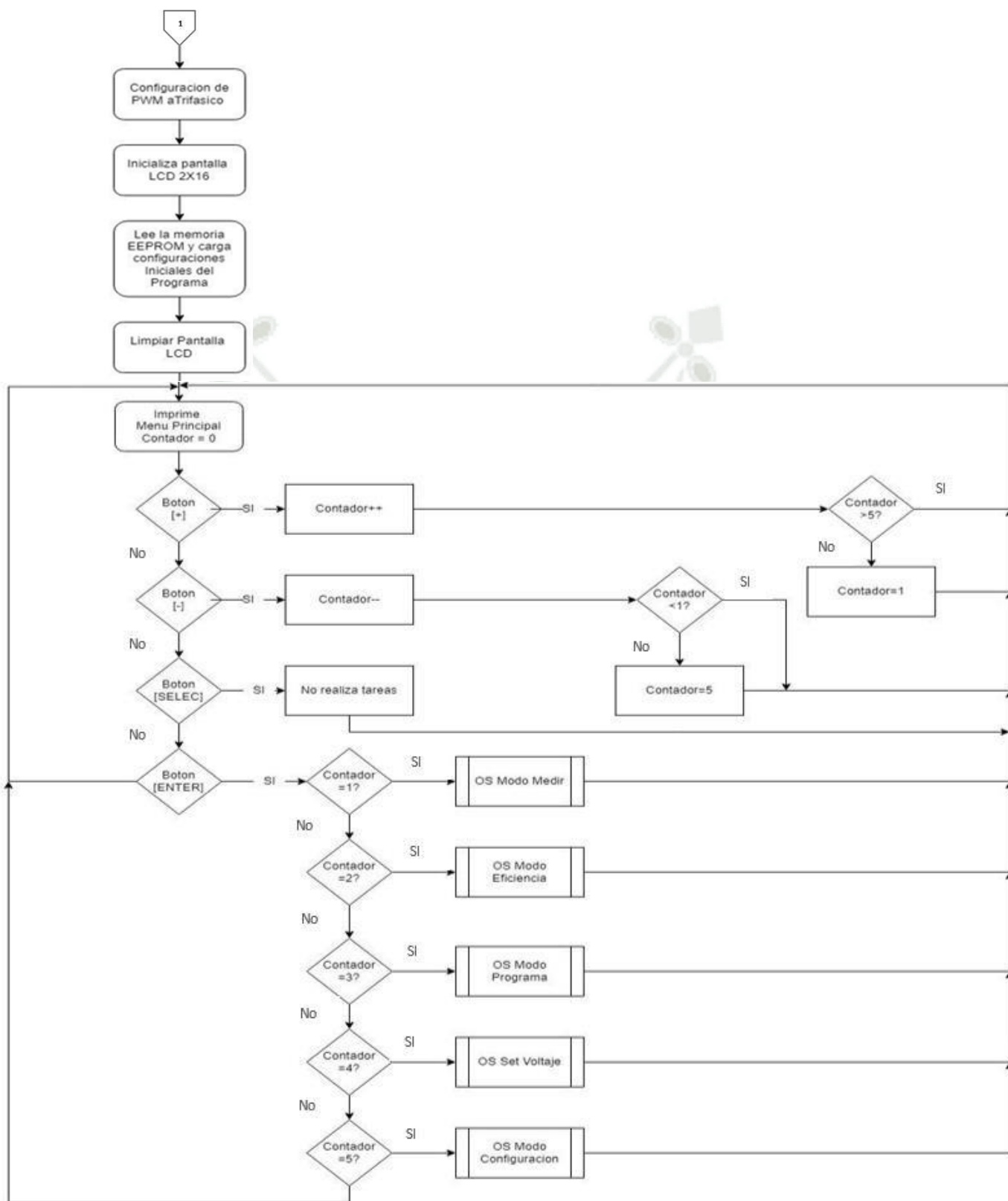
Paralelo a este programa se tiene el programa ADC, este se ejecuta para poder muestrear la señal del Vrms, la señal Irms, el voltaje de bus dc, temperatura del termistor.

La etapa de I2C, es un nodo de interrupción, sirve para la transmisión y recepción de datos con la EPROM. La memoria EPROM, guarda la potencia máxima, la potencia mínima, la corriente y voltaje máximo del panel solar.

4.5.1. Diagrama de bloques de menú de programa

Figura 72.
Menú de programa principal.





Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

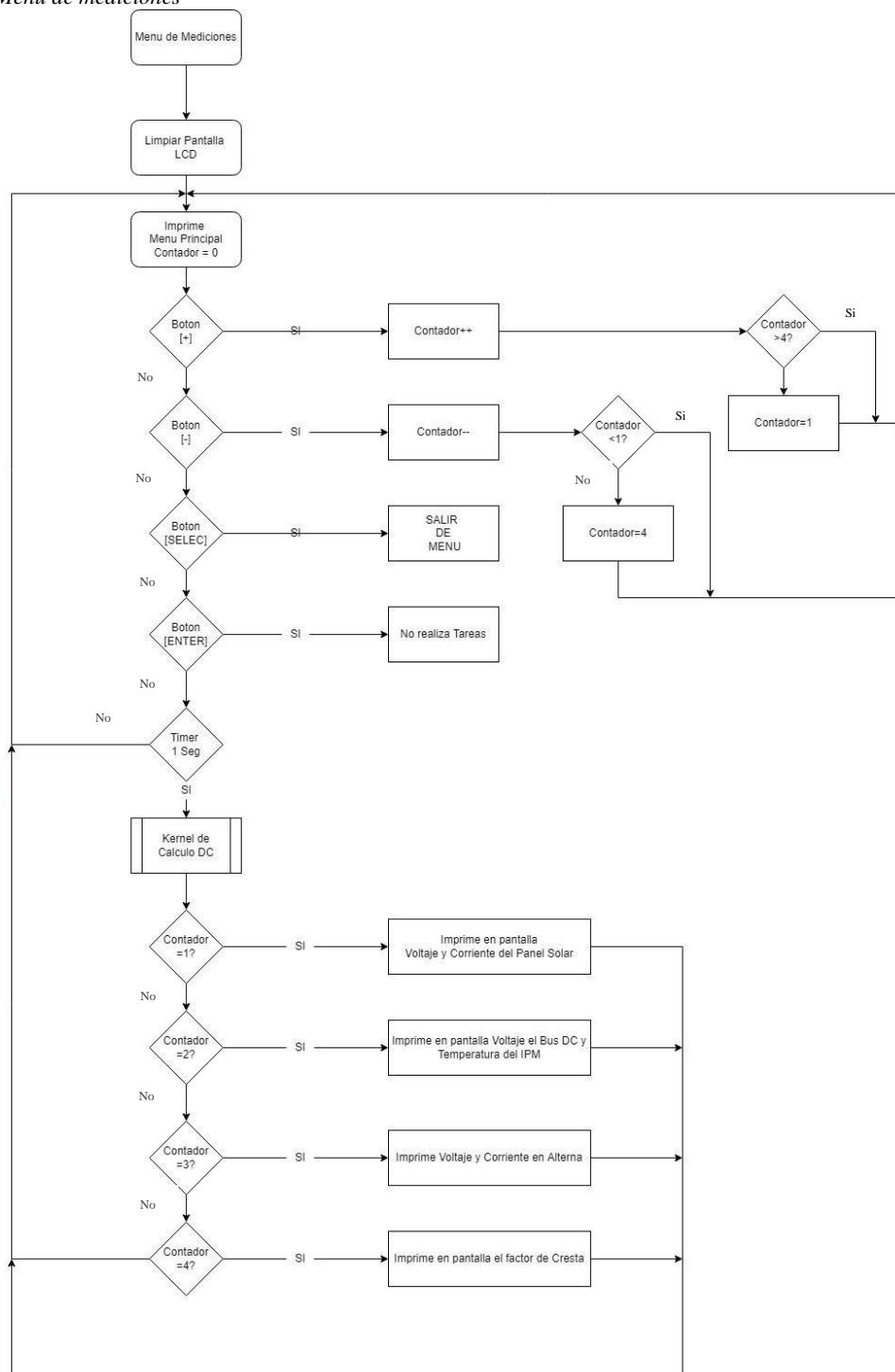
Si
Si

Si
Si

Si

4.5.2. Diagrama de bloques de menú de mediciones

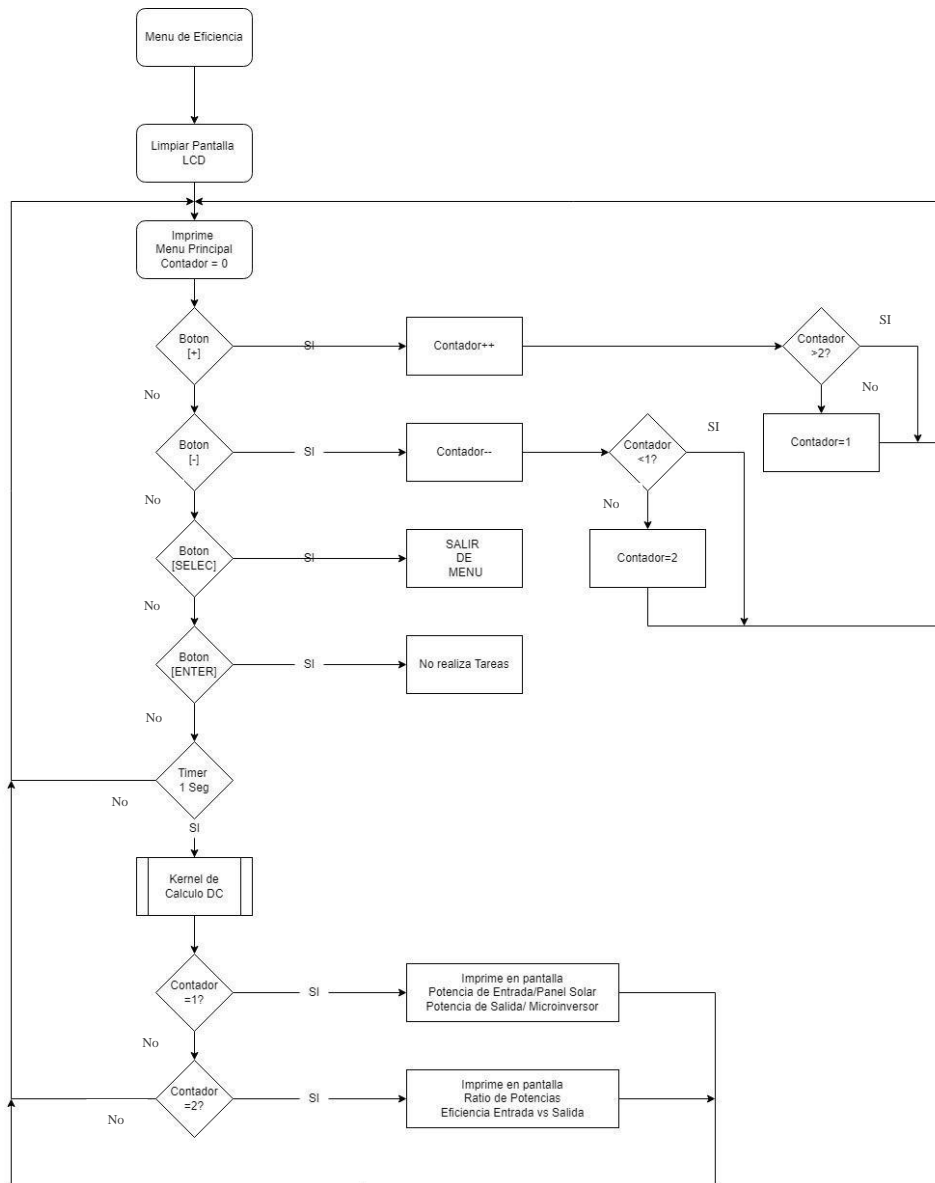
Figura 73.
Menú de mediciones



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

4.5.3. Diagrama de bloques de menú de eficiencia

Figura 74.
Menú de eficiencia



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.



CAPITULO V

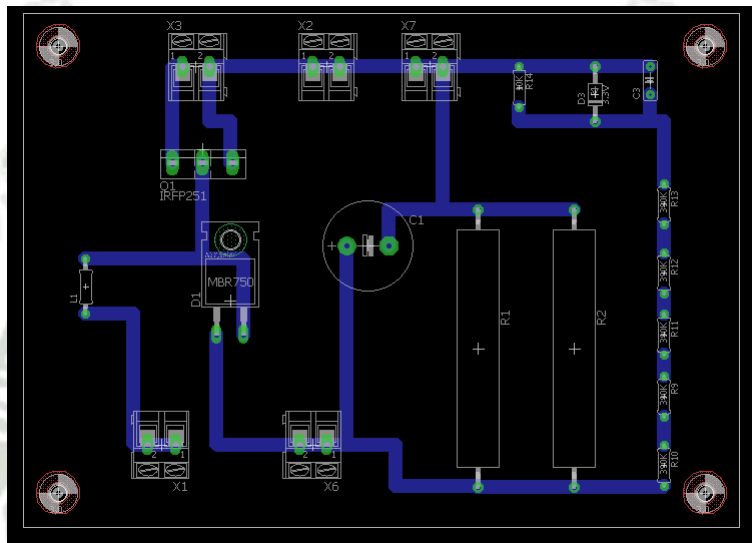
5. IMPLEMENTACIÓN DEL EQUIPO

En este capítulo mostraremos las etapas realizadas para la implementación del microinversor diseñado en el capítulo III.

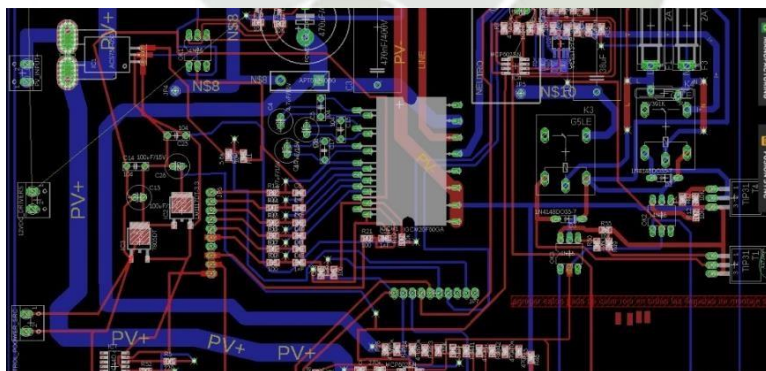
En la figura 75, podemos ver el diseño del elevador de voltaje DC-DC que forma parte de la parte de potencia del micro inversor, este diseño fue realizado en el programa Eagle.

Figura 75.

a) *Diseño del elevador de voltaje primera placa.*



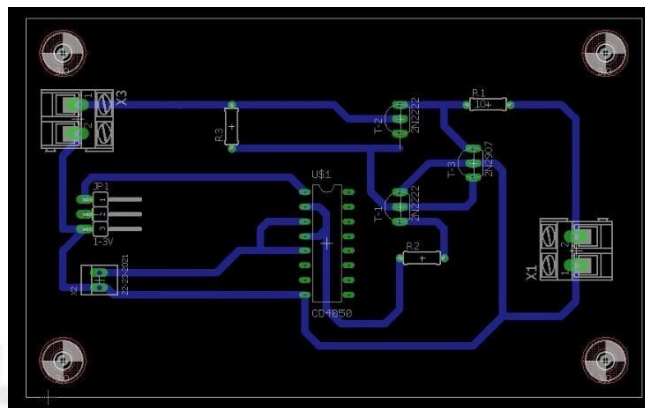
b) *Diseño del elevador de voltaje segunda placa.*



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

En la figura 76, podemos ver el diseño del circuito para la excitación del mosfet logrando tener así la comunicación de la etapa de control con la etapa de potencia, este diseño fue realizado en el programa Eagle.

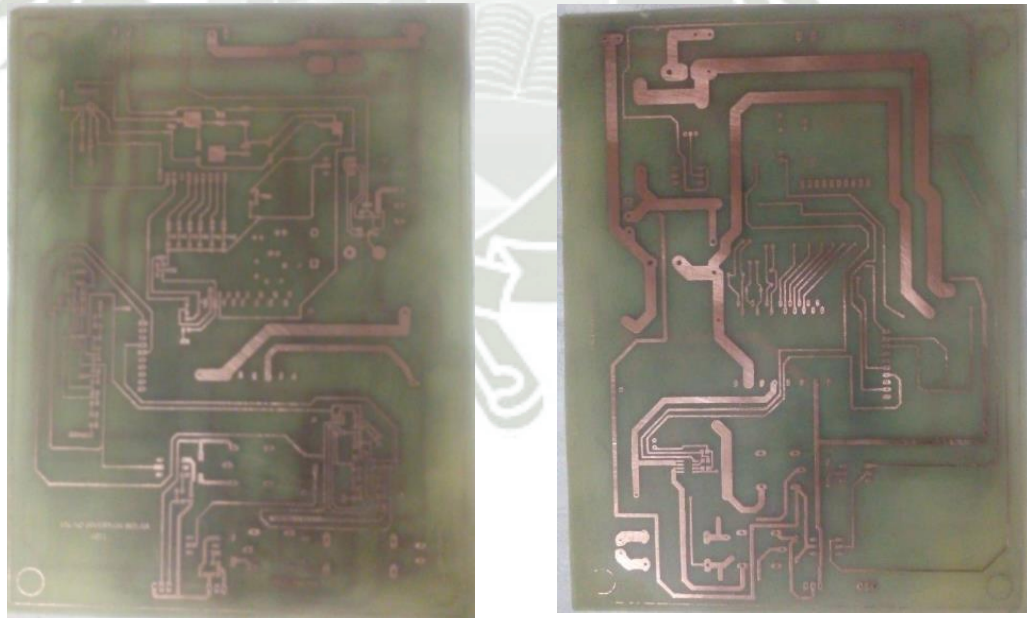
Figura 76.
Diseño de circuito excitador de mosfet primera placa.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

Obtenidos los diseños se procede a la implementación de las placas impresas, como se muestra en la figura 77, las pistas son plasmadas en material de fibra de vidrio y grabadas en forma artesanal.

Figura 77.
Pistas grabadas en fibra de vidrio etapa de control y potencia.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

5.1. Cálculo del ancho de pista de nuestra PCB

Para el cálculo de las pistas se utilizó la norma IPC 2221, esta norma define los requerimientos para el diseño de PCB, establece unos principios de diseño y recomendaciones incluyendo el montaje o ensamble de los componentes.

Para las capas internas de la IPC-2221: $k = 0.024$, $b = 0.44$, $c = 0.725$

Para las capas externas de la IPC-2221: $k = 0.048$, $b = 0.44$, $c = 0.725$

Donde k , b y c son constantes que resultan del ajuste de la curva a las curvas de la IPC-2221 y A , es el área de trabajo.

Valores comunes:

Espesor: 1 oz.

Ambiente: 25 °C.

Aumento de la temperatura: 10 °C.

5.1.1. Etapa de control

$$A = \left(\frac{I}{K * T_{Rise}^b} \right)^{\frac{1}{c}} = \left(\frac{0.5}{0.048 * 35^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} = 3.12 \text{ mm}^2$$

$$W = \frac{A}{t * 1.378} = \frac{3.12}{1 * 1.378} = 2.6 \text{ mm} \quad \text{donde } W \text{ es el ancho de la pista.}$$

5.1.2. Etapa de potencia

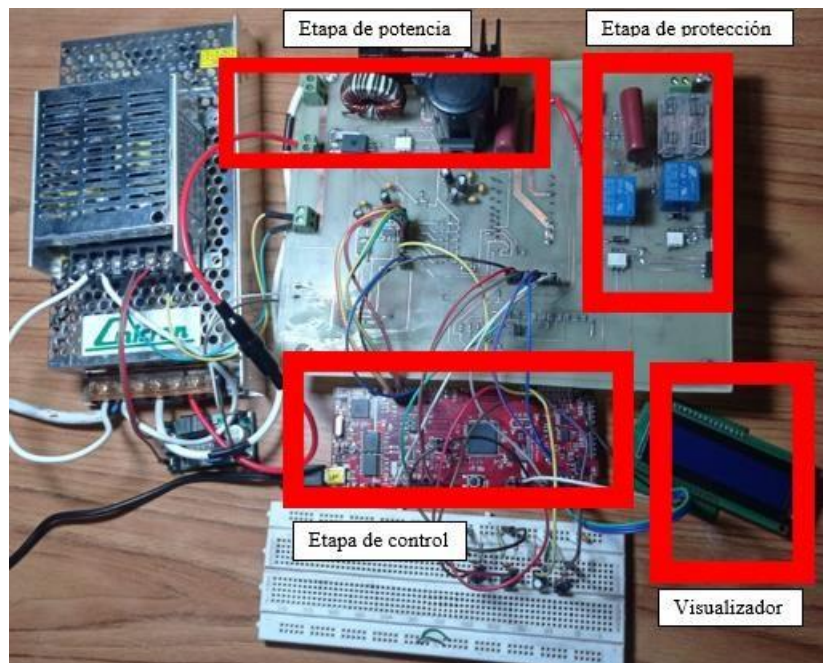
$$A = \left(\frac{I}{K * T_{Rise}^b} \right)^{\frac{1}{c}} = \left(\frac{1}{0.048 * 35^{0.44}} \right)^{\frac{1}{0.725}} = 7.6 \text{ mm}^2$$

$$W = \frac{A}{t * 1.378} = \frac{7.6}{1 * 1.378} = 5.5 \text{ mm} \quad \text{donde } W \text{ es el ancho de la pista.}$$

En la figura 78, se muestra los primeros resultados obtenidos de la implementación de la etapa de potencia del micro inversor, se trabajó.

Figura 78.

Implementación de la etapa de potencia y control de micro inversor.



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.

Luego de la implementación se procedió a la realización del case, diseñado para su protección de las placas, la implementación del case podemos observarlo en la figura 79.

Figura 79.

Case de microinversor cara frontal y posterior



Fuente: Esta imagen es una elaboración propia.



CAPITULO VI

6. PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se presentan el trabajo realizado los resultados de las diferentes pruebas realizadas con el panel solar y el equipo micro inversor.

6.1. Panel solar

Entre las características del Panel solar se tienen las siguientes:

Figura 80.
Características del Panel Solar.



Ningbo Reneled New Energy Co., Ltd.	
RD200TU-36P	
MODULE TYPE:	
Peak Power (Pmax)	(W): 200
	(%): 0 +3
Production Tolerance	(A): 5.37
Maximum Power Current (Imp)	(V): 37.31
Maximum Power Voltage (Vmp)	(A): 5.75
Short Circuit Current (Isc)	(V): 43.30
Open Circuit Voltage (Voc)	
Weight	(Kg): 15.4
Dimensions	(mm): 1330*992*40
Maximum System Voltage	(VDC): 1000
Application class	A
Fire safety class	C
Mechanical load tested	(Pa): 2400

WARNING
ELECTRICAL HAZARD THIS UNIT PRODUCES DC ELECTRICITY WHEN EXPOSED TO LIGHT. COVER GLASS BEFORE REMOVING TERMINAL JUNCTION BOX LID.

All technical data at standard test condition:
AM=1.5 E=1000W/m² Tc=25°C

Fuente: Esta imagen es tomada de nuestro panel solar.

El tipo de conector del panel solar es de cable rígido con conectores rectos, que permiten poner los paneles solares en serie o paralelo con otros paneles solares y así generar una malla de paneles.

Figura 81.
Conectores de paneles solares.



Fuente: Esta imagen es tomada de nuestro panel solar.

Entre las pruebas realizadas al panel solar se tiene, la medición de voltaje entregado por este en circuito abierto. La medición indica un voltaje de 44.2 Voltios a las 7:00 am de la mañana en un día totalmente despejado de nubes, casi en condiciones ideales.

Según las características técnicas del panel solar, este debería entregar un voltaje máximo de 37.31 voltios, pero los cambios en cuanto al voltaje se ven afectados debido a las condiciones ambientales de la zona donde se fabricó y donde se utilizaran dichos paneles.

Figura 82.
Medición de voltaje sin carga.



Fuente: Esta imagen es tomada de nuestro panel solar.

6.2. Microinversor

Luego de las pruebas realizadas a los paneles solares, se conecta el equipo microinversor diseñado.

Figura 83.
Pruebas con el equipo conectado.



Fuente: Esta imagen es tomada de nuestro microinversor

El microinversor solar, cuenta con una fuente de alimentación de dos voltajes de salida de 5 voltios y de 12 voltios que es alimentada por una línea de 220VAC, el consumo de este equipo es igual a 0.5 Amperios en AC.

Esta fuente de alimentación solo sirve para encender el equipo y controlar la etapa de potencia del micro inversor.

Una vez encendido el microinversor solar este procede a ejecutar sus rutinas de seguimiento del punto de máxima transferencia de potencia (MPPT).

6.3. Modos de funcionamiento de microinversor

Al iniciar el equipo se tiene la pantalla de medición de energía entregada por el panel solar:

Figura 84.
Pantalla de medición, corriente y voltaje del panel solar.



Fuente: Esta imagen es tomada del visualizador de nuestro microinversor

Se puede observar una caída de tensión hasta 38.08 Voltios, con un amperaje de 1.73 amperios entregados por el panel solar al micro inversor.

Figura 85.
Voltaje Bus y temperatura del IPM.



Fuente: Esta imagen es tomada del visualizador de nuestro microinversor

En la figura 85, en la pantalla del microinversor también se puede observar el voltaje del BUS DC, es la etapa a la salida del elevador de voltaje, que llega a 281.93 Voltios DC, mientras que el TH es la variable de temperatura del módulo puente completo o IPM, con este valor se puede monitorear la temperatura, actualmente de 27.66 °C.

Figura 86.
Voltaje y corriente en alterna.



Fuente: Esta imagen es tomada del visualizador de nuestro microinversor

En la figura 86, se tiene que los valores de la salida en energía alterna o AC, se puede observar que la salida de tensión es de 223.53 voltios AC y la carga consume una corriente de 0.374 Amperios AC.

Figura 87.
Potencia de entrada y salida.



Fuente: Esta imagen es tomada del visualizador de nuestro microinversor

En la figura 87, se puede observar la potencia de entrada de energía continua la cual se podría interpretar como la potencia entrega por el panel solar, mientras que la potencia de salida es la energía en corriente alterna entregada por el micro inversor.

Figura 88.
Ratio y eficiencia



Fuente: Esta imagen es tomada del visualizador de nuestro microinversor

En la figura 88, se tiene el ratio que es la relación entre la entrada y salida de potencia, la eficiencia es el porcentaje de entrega de potencia del equipo con respecto a la potencia por diseño que es de 200W.

6.4. Tabla de toma de datos del microinversor

E la tabla se muestra los datos tomados por el microinversor en periodos de tiempo para para obtener el comportamiento de microinversor.

Tabla 10.

Mediciones de funcionamiento del microinversor.

MEDSIONES MICRO INVERSOR (8:00 AM – 9:00 AM)					
Voltaje panel (V)	Corriente panel (A)	Potencia de Entrada (W)	Potencia de salida (W)	Carga (W)	Eficiencia Promedio
5	5.25	26.25	198	200	22 %
8	4.15	33.20	200	200	24 %
10	4.02	40.20	199	200	24 %
12	4.00	48.00	201	200	25 %
15	3.89	58.35	200	200	25 %
15	3.89	58.35	198	200	24 %
14	3.80	53.20	199	200	26 %
MEDSIONES MICRO INVERSOR (12:00 PM – 1:00 PM)					
Voltaje panel (V)	Corriente panel (A)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Carga (W)	Eficiencia Promedio
30	2.00	60.00	249	250	31 %
32	1.99	63.68	248	250	32 %
35	2.00	70.00	250	250	31 %
36	1.98	71.28	251	250	32 %
36	1.98	71.28	249	250	34 %
38	1.95	74.10	250	250	35 %
38	1.95	74.10	248	250	35 %

Fuente: Esta tabla es una elaboración propia.



7. ANALISIS DE COSTOS

El análisis económico del presente tema de tesis presentado está basado en la inversión que se realizó en la fabricación del equipo micro inversor, los componentes adquiridos y la inversión de tiempo en horas.

En la tabla 9, se muestra el análisis económico del equipo, este análisis forma parte de la estructura externa del equipo.

Tabla 11.
Análisis económico de la estructura externa del equipo

Ítem	Descripción	Precio por unidad	Cantidad	Precio total
1	Caja de acrílico para el equipo	S/ 30.00	1	S/ 30.00
2	Tornillos de ES33	S/ 0.50	8	S/ 4.00
3	Pulsadores	S/ 2.00	4	S/ 8.00
4	Panel solar de 200 W	S/ 500	1	S/ 500.00
TOTAL				S/ 542.00

Fuente: Esta tabla es una elaboración propia.

En la tabla 10, se muestra el análisis económico de los componentes adquiridos para la implementación del micro inversor.

Tabla 12.
Análisis económico de los componentes para la implementación del micro inversor

Ítem	Descripción	Precio por unidad	Cantidad	Precio total
1	Opto acoplador 4N25	S/ 3.00	3	S/ 9.00
2	Inversor 74HC14D	S/ 2.00	3	S/ 6.00
3	Transistor TIP31	S/ 5.00	3	S/ 15.00
4	Transistor MMBT3904	S/ 3.00	1	S/ 3.00
5	Transistor MMBY3906	S/ 3.00	1	S/ 3.00
6	Relé G5LE	S/ 6.00	3	S/ 18.00
7	Diodo 1N4148	S/ 2.00	1	S/ 2.00
8	Inductor Diseñado	S/ 5.00	1	S/ 5.00
9	Transistor de potencia 20N60C3	S/ 10.00	1	S/ 10.00
10	Diodo de potencia 14F5060	S/ 8.00	1	S/ 8.00

11	Capacitor de 470uF a 400 V	S/ 3.00	2	S/ 6.00
12	Capacitor de 4.7uF de 16 V	S/ 2.00	3	S/ 6.00
13	Sistema integrado de control IGCM 20F60	S/ 36.0	1	S/ 36.00
14	Sensor de corriente ACS758-050	S/ 20.00	1	S/ 20.00
15	Fusibles de 2A	S/ 2.00	2	S/ 4.00
16	Varistor de óxido de metal	S/ 3.00	1	S/ 3.00
17	Bobina de 200 uF	S/ 1.00	1	S/ 5.00
18	Opam MCP602	S/ 5.00	4	S/ 20.00
19	Regulador de voltaje LM7805	S/ 5.00	1	S/ 5.00
20	Regulador de voltaje LM1117	S/ 8.00	1	S/ 8.00
21	Resistencias	S/ 0.10	55	S/ 5.50
22	Capacitores	S/ 0.30	20	S/ 6.00
23	Placa de fibra de vidrio	S/ 30.00	1	S/ 30.00
24	Memoria EEPROM 25LC256	S/ 40.00	1	S/ 20.00
25	Transistor 2N3904	S/ 3.00	2	S/ 20.00
26	Convertidor 74Ls164D	S/ 20.00	1	S/ 10.00
27	Pantalla LCD de 20x4	S/ 10.00	1	S/ 10.00
TOTAL				S/ 293.50

Fuente: Esta tabla es una elaboración propia.

A estos gastos mencionados en la tabla 9 y la tabla 10 se les considera las horas de trabajo que se tomó para la implementación del equipo, el diseño e implementación de la placa para el equipo, así mismo las pruebas realizadas para su correcto funcionamiento.

Descripción	Costo
Case del equipo	S/ 542.00
Componentes electrónicos adquiridos	S/ 293.50
Costo del diseño e implementación de las placas y del equipo	S/ 30.00
Costo por el desarrollo del programa del micro controlador	S/ 50.00
TOTAL	S/ 915.50

CONCLUSIONES

- Se diseñó e implemento un microinversor para el control y monitoreo de un sistema fotovoltaico.
- Se logró diseñar el microinversor para el monitoreo de sistemas fotovoltaicos logrando incorporar a la etapa de control un microcontrolador con especificaciones para aplicaciones de control de potencia.
- La eficiencia promedio del microinversor diseñado fue del 35 % en comparación de los microinversores comerciales de una eficiencia del 50 %.
- La eficiencia decae por condiciones ambientales, las cuales trabajan como interferencias para el microinversor.
- El microinversor diseñado cuenta con sistemas de protección de sobre corrientes y aislamiento de tierras separadas para la protección de la tarjeta de control siendo la base de trabajo del micro inversor
- El costo del microinversor diseñado se redujo al 50 % de los costos convencionales de los microinversores comerciales.
- Se obtuvo la implementación de un circuito elevador de voltaje con rango máximo de 60 a 311 voltios en continua utilizando componentes de estado sólido. Dichos valores se lograron obtener mediante el cálculo previo del circuito elevador de voltaje.
- Se pudo realizar las pruebas de funcionamiento del microinversor para el monitoreo del sistema fotovoltaico, logrando obtener los resultados esperados.

REFERENCIA

- Floyd, T. L. (2008). Dispositivos Electrónicos. En T. L. Floyd, Dispositivos Electrónicos (Octava Edición ed., pág. 1008). México: Pearson Educación.
- Hart, D. W. (2001). Electrónica de Potencia. Madrid: Pearson Educación S.A.
- Brunete, A. (s.f.). *bookdown*. (Abril de 2020) Obtenido de https://bookdown.org/alberto_brunete/intro_automatica/sensores-industriales.html
- Cota, M. R. (s.f). *El Efecto Fotoeléctrico*. Mexico: Depto. De Fisica ,Instituto Nacional de Investigaciones Nucleares.
- Escobar Salguero, L., Memendez Rosas, I., Alvarez Fernandez, L., & Vasquez Sanchez, S. (Abril de 2016). *Odin*. Obtenido de http://odin.fi-b.unam.mx/labdsp/files/ADSP/apuntes/Tutorial_VF.pdf
- Grupotemper*. (Marzo de 2020). Obtenido de Kobank: https://www.grupotemper.com/images/adjuntos2/CS-INV-MIC-600W_1300W-G.pdf
- Infineon*. (11 de Noviembre de 2019). Obtenido de Infineon Technologies AG: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-CIPOS_Mini_Technical_description-ApplicationNotes-v02_50-EN.pdf?fileId=5546d462566bd0c7015674af32d5258b
- Martin, J. C. (s.f.). *Maquinas eléctricas*. (V. Sánchez, Ed.) Madrid, España: EDITEX.
- Meza, R. A. (05 de agosto de 2017). *sistemamid*. Obtenido de https://www.sistemamid.com/panel/uploads/biblioteca/2017-08-05_12-37-21141764.pdf
- Mohan, N., M. Undeland, T., & P. Robbins, W. (2009). *Electrónica de potencia convertidores, aplicaciones y diseños* (3 era ed.). Mexico: Mc Graw Hill.
- Pueyo, S. (08 de julio de 2021). *iagua*. Obtenido de <https://www.iagua.es/2011/07/las-hidroelectricas-contaminan-cuatro-veces-mas-de-lo-estimado-segun-estudio-de-ic3-e-inpa>
- Quiñones, L. E. (25 de abril de 2019). *Tinta Verde*. Obtenido de <http://www.revistatintaverde.com/hidrocarburos/urge-diversificacion-energetica-para-arequipa/>
- Rashid, M. H. (2001). *Electrónica de potencia* . Sherley McGuire.
- RASHID, M. H. (s.f.). *Electrónica de potencia* (2da edicion ed.). Latinoamerica: Jose Tomas Perez Bonillo.

- Rodriguez, D. (s.f.). *Renovables CRADY*. Obtenido de https://www.aunadistribucion.com/uploads/renovables/articulos/131344_auna-microinversores.pdf
- S. Cuestas, L. L. (s.f.). *Diseño de un segudior de maxima potencia*. Paraná: Laboratorio de Energias Alternativas.
- Santos, D. B. (s.f.). *Introducción a la Energia Fotovoltaica*. Obtenido de bibing: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/70271/fichero/02+INTRODUCCI%C3%93N+A+LA+ENERG%C3%8DA+FOTOVOLTAICA%252FIntroducci%C3%B3n+a+la+energ%C3%ADa+Fotovoltaica.pdf>
- Texas instrument*. (junio de 2017). Obtenido de Micro inverter C2000: [file:///C:/Users/WIN/Desktop/TESIS/TEXAS%20INSTRUMENTS%20DESIGN%20\(3\).pdf](file:///C:/Users/WIN/Desktop/TESIS/TEXAS%20INSTRUMENTS%20DESIGN%20(3).pdf)
- Texas Instruments*. (1995-2022). Obtenido de <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28069M>
- Texas Instruments. (s.f.). *Module User's Guide*. Obtenido de [file:///C:/Users/WIN/Downloads/SolarLib%20\(1\).pdf](file:///C:/Users/WIN/Downloads/SolarLib%20(1).pdf)
- texas instrumets*. (febrero de 2000). Obtenido de <https://www.eit.lth.se/fileadmin/eit/courses/eti121/References/ccs.pdf>
- twenergy*. (08 de Noviembre de 2019). Obtenido de Energía Geotérmica: <https://twenergy.com/energia/energia-geotermica/desventajas-de-la-energia-geotermica/>
- Sensagent*. (2008). <http://diccionario.sensagent.com/Convertidor%20Buck-Boost/es-es/>.
- Ingeteam. (5 de junio de 2021). Ingeteam. Obtenido de Ingeteam: https://www.ingeteam.com/es-es/proteccion-y-control-de-redes-electricas/automatizacion-de-subestaciones/pc32_19_326/gateway-subestacion-ingesas-ic3.aspx&as_qdr=y15
- Dyna. (2006). Obtenido de Dyna: [http://www.revistadyna.com/que-es-dyna-academicos#:~:text=Fundada%20en%201926%2C%20DYNA%20es,Web%20of%20Science%20\(WoS\)](http://www.revistadyna.com/que-es-dyna-academicos#:~:text=Fundada%20en%201926%2C%20DYNA%20es,Web%20of%20Science%20(WoS).).
- Laverde, A. (2022). Aldelta. Obtenido de [https://www.aldeattec.com/blog-diseno-con-normas-y-certificaciones/norma-ipc-2221b-para-diseno-de-pcb-actualizacion/#:~:text=La%20norma%20m%C3%A1s%20usada%20para%20el%20dise%C3%B1o%20de%20circuitos%20impresos,huecos%20pasantes%20de%20su%20perficie%20SMT](https://www.aldeattec.com/blog-diseno-con-normas-y-certificaciones/norma-ipc-2221b-para-diseno-de-pcb-actualizacion/#:~:text=La%20norma%20m%C3%A1s%20usada%20para%20el%20dise%C3%B1o%20de%20circuitos%20impresos,huecos%20pasantes%20de%20su%20perficie%20SMT.).

ANEXO

NORMAS ELÉCTRICAS DE REFERENCIA PARA ESTA TESIS

IEC 60904-1:2020 describe los procedimientos para la medición de las características de corriente-voltaje (curvas IV) de dispositivos fotovoltaicos (PV) en luz solar natural o simulada.

IEC 60512-99-002:2021 se usa para la evaluación de conectores que se usan en cableado de comunicación

IEC/TR 61850-1:2013 es aplicable a los sistemas de automatización de las empresas de energía y define la comunicación entre los dispositivos y los requisitos del sistema relacionados.

IEC 60068-2-1:2007 Se ocupa de las pruebas en frío aplicables tanto a especímenes que no disipan calor como a especímenes que disipan calor.

IEC TR 63362-1:2022 Establece pautas para la aplicación y el uso de condensadores electrolíticos de aluminio en equipos electrónicos. La información proporcionada en este documento se aplica a capacitores con electrolito no sólido pero puede, en sus cláusulas correspondientes, aplicarse también a capacitores con electrolito sólido.

SIGLAS

IAgua: Es un proyecto web centrado en la información sobre el sector del agua. Actualmente, cubre la actualidad de España y Latinoamérica y cuenta con las secciones de noticias, empleo, eventos, licitaciones y blogs (Pueyo 2021).

IC3: (Ingeteam 2021) Es un sistema modular de altas prestaciones concebido como gateway de comunicaciones que recoge toda la información de la subestación (alarmas, estados, medidas, contadores, etc.) y la envía a los distintos puestos centrales de telecontrol, siguiendo los principales protocolos de comunicaciones.

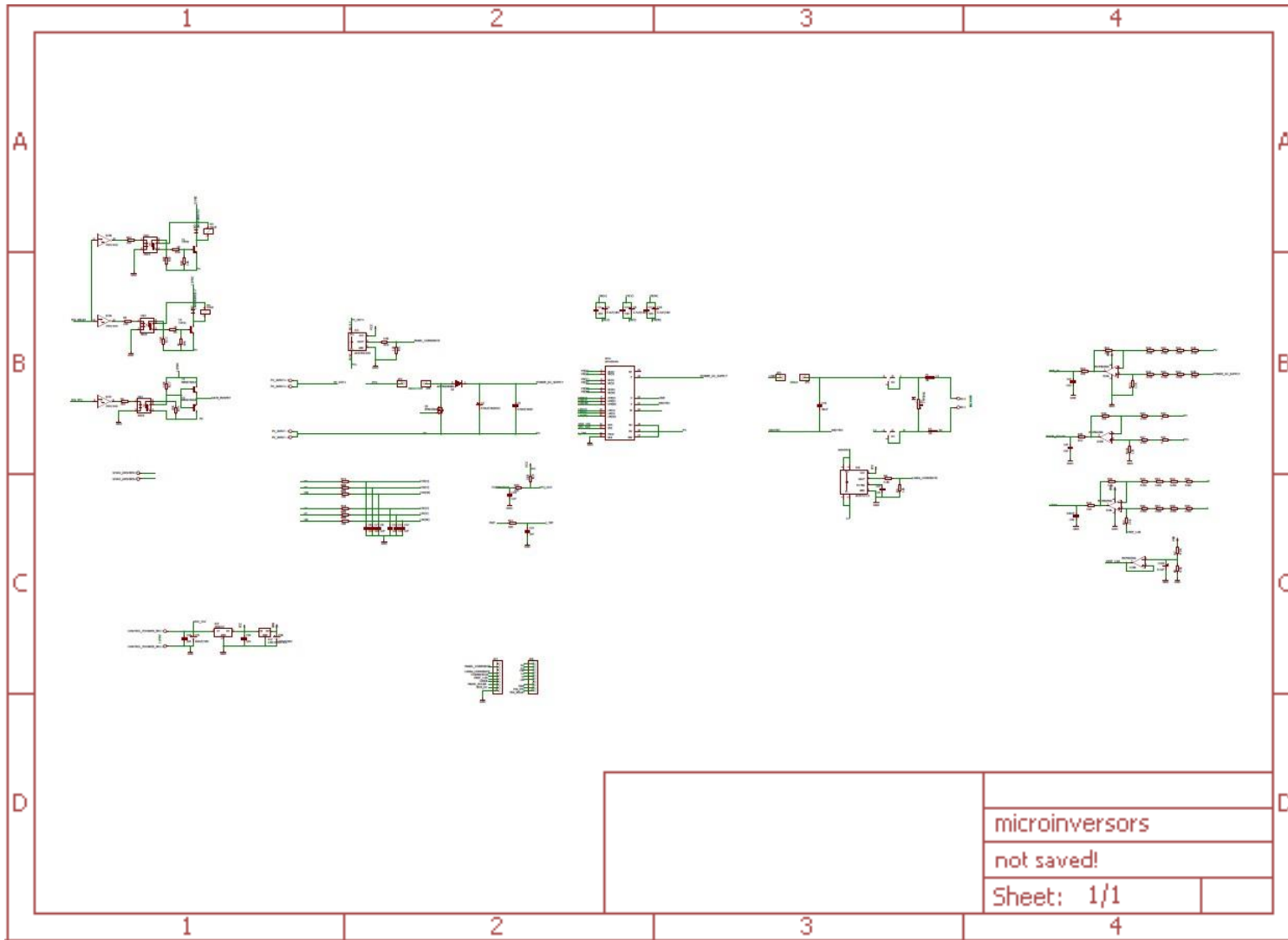
INPA: Instituto Nacional de Pesquisas da Amazonia, es una institución pública brasileña, cuyo objetivo es la investigación y difusión de conocimientos científicos sobre la Amazonía. Realiza investigaciones principalmente en el área de manejo de bosques tropicales, conservación, ecología, salud pública, recursos pesqueros y agricultura tropical.

DYNA: (Dyna, 2006) Es una revista científica de ingeniería en español, con factor de impacto en JCR (Journal Citations Reports). Situada entre las 70 mejores revistas del mundo en ingeniería general y única en español en el exclusivo grupo de revistas de ingeniería multidisciplinar.

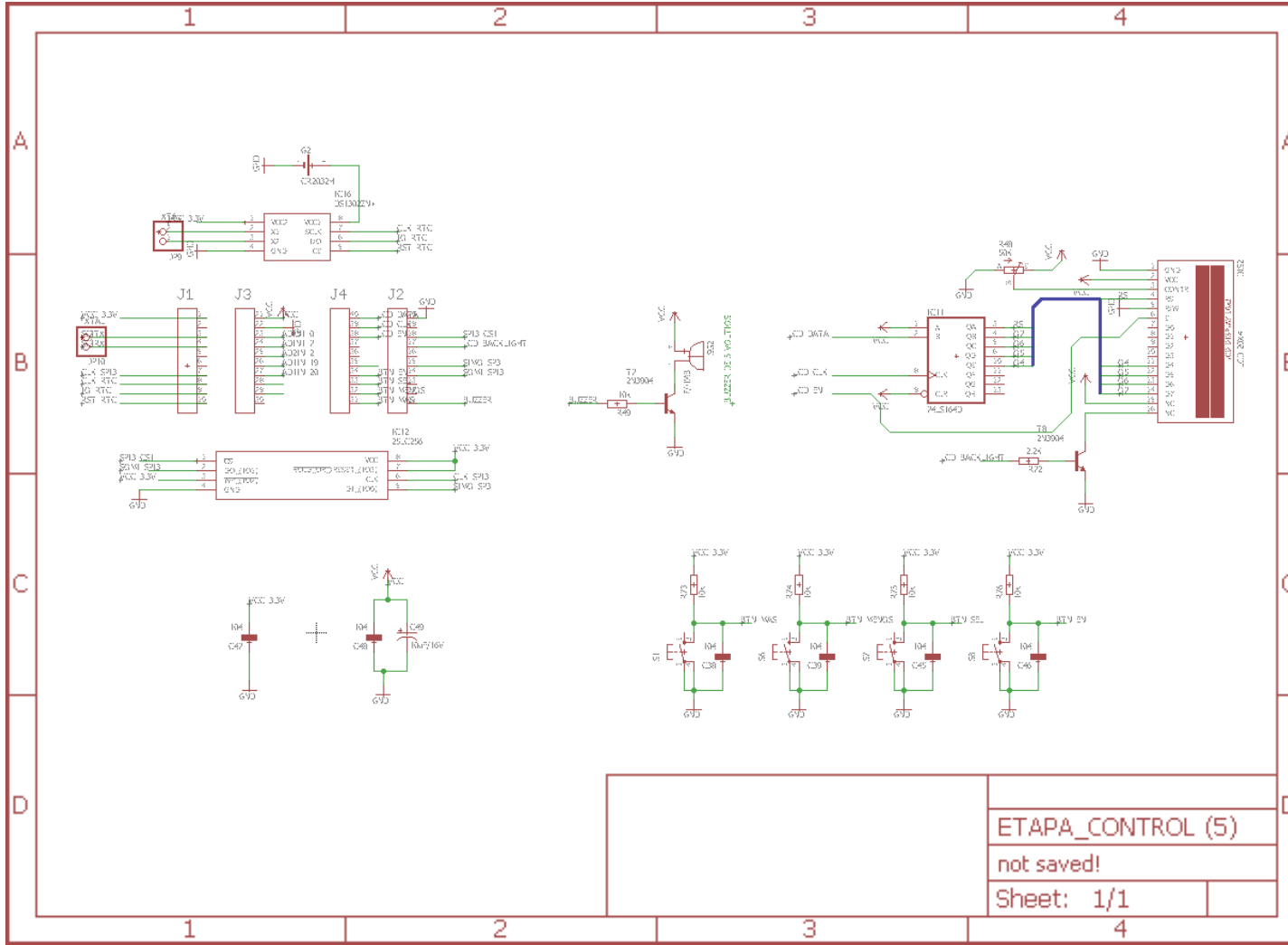
SEIN: Sistema Eléctrico Interconectado Nacional de Perú, es el conjunto de líneas de transmisión y subestaciones eléctricas conectadas entre sí, así como sus respectivos centros de despacho de carga, el cual permite la transferencia de energía eléctrica entre los diversos sistemas de generación eléctrica de Perú.

IPC-2121: (Laverde 2022) Norma usada para el diseño de circuitos impresos, esta define los requerimientos para el diseño de PCB, establece unos principios de diseño y recomendaciones incluye el montaje o ensamble de los componentes, tipo THT o de huecos pasantes, de superficie SMT.

ANEXO A – CIRCUITO DE POTENCIA



ANEXO B – CIRCUITO DE CONTROL



ANEXO C – CIRCUITO INVERSOR

TOSHIBA

74HC14D

CMOS Digital Integrated Circuits Silicon Monolithic

74HC14D**1. Functional Description**

- Hex Schmitt Inverter

2. General

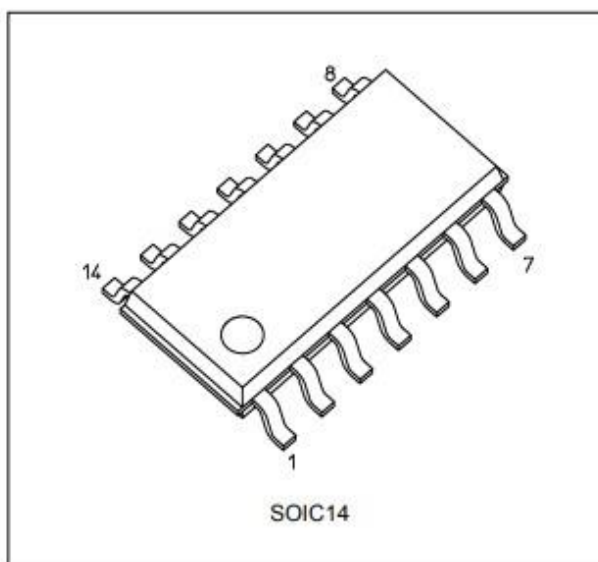
The 74HC14D is a high speed CMOS SCHMITT INVERTER fabricated with silicon gate C²MOS technology.

It achieves the high speed operation similar to equivalent LSTTL while maintaining the CMOS low power dissipation. Pin configuration and function are the same as the 74HC04D but the inputs have 25% V_{CC} hysteresis and with its schmitt trigger function, the 74HC14D can be used as a line receivers which will receive slow input signals.

All inputs are equipped with protection circuits against static discharge or transient excess voltage.

3. Features

- (1) High speed: $t_{pd} = 11$ ns (typ.) at $V_{CC} = 5$ V
- (2) Low power dissipation: $I_{CC} = 1.0$ μ A (max) at $T_a = 25$ °C
- (3) High noise immunity: $V_H = 1.1$ V (typ.) at $V_{CC} = 4.5$ V
- (4) Balanced propagation delays: $t_{PLH} \approx t_{PHL}$
- (5) Wide operating voltage range: $V_{CC(oper)} = 2.0$ to 6.0 V

4. Packaging

Start of commercial production

2016-04

©2016 Toshiba Corporation

1

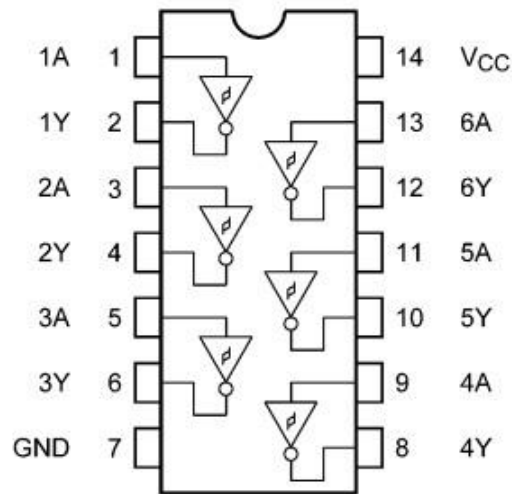
2016-05-24

Rev.3.0

TOSHIBA

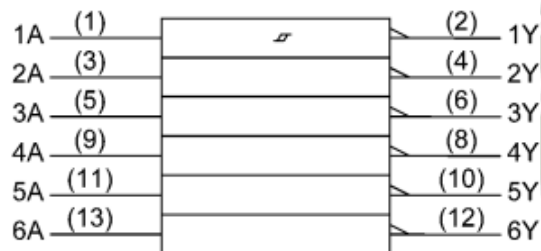
74HC14D

5. Pin Assignment



(top view)

7. IEC Logic Symbol



ANEXO D – OPTO ACOPLADOR



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Semiconductors

Optocoupler, Phototransistor Output, With Base Connection

Features

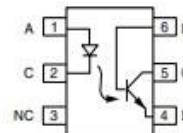
- Isolation Test Voltage 5300 V_{RMS}
- Interfaces with Common Logic Families
- Input-output Coupling Capacitance < 0.5 pF
- Industry Standard Dual-in-line 6-pin Package

Agency Approvals

- UL File #E52744 System Code H or J
- DIN EN 60747-5-2(VDE0884)
DIN EN 60747-5-5 pending
Available with Option 1

Applications

- AC Mains Detection
- Reed relay driving
- Switch Mode Power Supply Feedback
- Telephone Ring Detection
- Logic Ground Isolation
- Logic Coupling with High Frequency Noise Rejection



177900

The devices are also available in lead formed configuration suitable for surface mounting and are available either on tape and reel, or in standard tube shipping containers.

Note:
For additional design information see Application Note 45 Normalized Curves

Description

The 4N25 family is an Industry Standard Single Channel Phototransistor Coupler. This family includes the 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

These couplers are Underwriters Laboratories (UL) listed to comply with a 5300 V_{RMS} isolation test voltage. This isolation performance is accomplished through special Vishay manufacturing process.

Compliance to DIN EN 60747-5-2(VDE0884)/ DIN EN 60747-5-5 pending partial discharge isolation specification is available by ordering option 1.

These isolation processes and the Vishay ISO9001 quality program results in the highest isolation performance available for a commercial plastic phototransistor optocoupler.

Order Information

Part	Remarks
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6
4N25-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N25-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N25-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N26-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N26-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N26-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N27-X007	CTR > 10 %, SMD-6 (option 7)
4N27-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)
4N28-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)

For additional information on the available options refer to Option Information.



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Semiconductors

Electrical Characteristics

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

Input

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Forward voltage ¹⁾	$I_F = 50\text{ mA}$	V_F		1.3	1.5	V
Reverse current ¹⁾	$V_R = 3.0\text{ V}$	I_R		0.1	100	μA
Capacitance	$V_R = 0\text{ V}$	C_O		25		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Output

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Collector-base breakdown voltage ¹⁾	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$		BV_{CBO}	70			V
Collector-emitter breakdown voltage ¹⁾	$I_C = 1.0\text{ mA}$		BV_{CEO}	30			V
Emitter-collector breakdown voltage ¹⁾	$I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$		BV_{ECO}	7.0			V
$I_{CEO}(\text{dark})$ ¹⁾	$V_{CE} = 10\text{ V}$, (base open)	4N25			5.0	50	nA
		4N26			5.0	50	nA
		4N27			5.0	50	nA
		4N28			10	100	nA
$I_{CBO}(\text{dark})$ ¹⁾	$V_{CB} = 10\text{ V}$, (emitter open)				2.0	20	nA
Collector-emitter capacitance	$V_{CE} = 0$		C_{CE}		6.0		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Coupler

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
Isolation voltage ¹⁾	Peak, 60 Hz	4N25	V_{IO}	2500			V
		4N26	V_{IO}	1500			V
		4N27	V_{IO}	1500			V
		4N28	V_{IO}	500			V
Saturation voltage, collector-emitter	$I_{CE} = 2.0\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$		$V_{CE(\text{sat})}$			0.5	V
Resistance, input output ¹⁾	$V_{IO} = 500\text{ V}$		R_{IO}	100			$\text{G}\Omega$
Capacitance (input-output)	$f = 1.0\text{ MHz}$		C_{IO}		0.5		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Current Transfer Ratio

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ.	Max	Unit
DC Current Transfer Ratio ¹⁾	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$	4N25	CTR_{DC}	20	50		%
		4N26	CTR_{DC}	20	50		%
		4N27	CTR_{DC}	10	30		%
		4N28	CTR_{DC}	10	30		%

¹⁾ Indicates JEDEC registered value

ANEXO E – DIODO



MMBT3904

40V NPN SMALL SIGNAL TRANSISTOR IN SOT23

Features

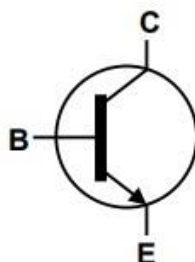
- Epitaxial Planar Die Construction
- Complementary PNP Type Available (MMBT3906)
- Ideal for Medium Power Amplification and Switching
- **Totally Lead-Free & Fully RoHS Compliant (Notes 1 & 2)**
- **Halogen and Antimony Free. "Green" Device (Note 3)**
- **Qualified to AEC-Q101 Standards for High Reliability**
- **PPAP Capable (Note 4)**

Mechanical Data

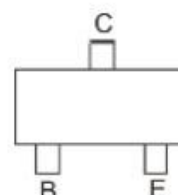
- Case: SOT23
- Case Material: Molded Plastic, "Green" Molding Compound. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020
- Terminals: Finish – Matte Tin Plated Leads. Solderable per MIL-STD-202, Method 208 (e3)
- Weight: 0.008 grams (Approximate)



Top View



Device Symbol



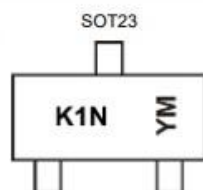
Top View
Pin-Out

Ordering Information (Notes 4 & 5)

Product	Status	Compliance	Marking	Reel Size (inches)	Tape Width (mm)	Quantity per Reel
MMBT3904-7-F	Active	AEC-Q101	K1N	7	8	3,000
MMBT3904Q-7-F	Active	Automotive	K1N	7	8	3,000
MMBT3904Q-13-F	Active	Automotive	K1N	13	8	10,000
MMBT3904-13-F	Active	AEC-Q101	K1N	13	8	10,000

- Notes:
1. No purposely added lead. Fully EU Directive 2002/95/EC (RoHS) & 2011/65/EU (RoHS 2) compliant.
 2. See http://www.diodes.com/quality/lead_free.html for more information about Diodes Incorporated's definitions of Halogen- and Antimony-free, "Green" and Lead-free.
 3. Halogen and Antimony free "Green" products are defined as those which contain <900ppm bromine, <900ppm chlorine (<1500ppm total Br + Cl) and <1000ppm antimony compounds.
 4. Automotive products are AEC-Q101 qualified and are PPAP capable. Automotive, AEC-Q101 and standard products are electrically and thermally the same, except where specified. For more information, please refer to http://www.diodes.com/quality/product_compliance_definitions/.
 5. For packaging details, go to our website at <http://www.diodes.com/products/packages.html>.

Marking Information



K1N = Product Type Marking Code
YM = Date Code Marking
Y or \bar{Y} = Year (ex: D = 2016)
M or \bar{M} = Month (ex: 9 = September)

Date Code Key

Year	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020	2021				
Code	B	C	D	E	F	G	H	I				
Month	Jan	Feb	Mar	Apr	May	Jun	Jul	Aug	Sep	Oct	Nov	Dec
Code	1	2	3	4	5	6	7	8	9	O	N	D



MMBT3904

Absolute Maximum Ratings (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	60	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	40	V
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	6	V
Collector Current	I_C	200	mA

Thermal Characteristics (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.)

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation	P_D	(Note 6)	310
		(Note 7)	350
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	(Note 6)	403
		(Note 7)	357
Thermal Resistance, Junction to Leads	$R_{\theta JL}$	350	$^\circ\text{C/W}$
Operating and Storage Temperature Range	$T_{J,TSTG}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

ESD Ratings (Note 9)

Characteristic	Symbol	Value	Unit	JEDEC Class
Electrostatic Discharge - Human Body Model	ESD HBM	4,000	V	3A
Electrostatic Discharge - Machine Model	ESD MM	400	V	C

- Notes:
6. For a device mounted on minimum recommended pad layout 1oz copper that is on a single-sided FR4 PCB; device is measured under still air conditions whilst operating in a steady-state.
 7. Same as Note 6, except the device is mounted on 15 mm x 15mm 1oz copper.
 8. Thermal resistance from junction to solder-point (at the end of the leads).
 9. Refer to JEDEC specification JESD22-A114 and JESD22-A115.

ANEXO F – REGULADOR DE VOLTAJE



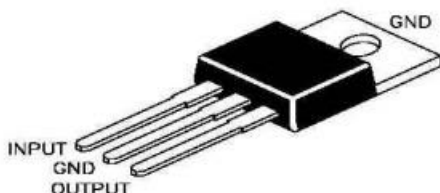
Continental Device India Limited
An ISO/TS 16949, ISO 9001 and ISO 14001 Certified Company



3-TERMINAL POSITIVE VOLTAGE REGULATOR

LM7805

TO-220
Plastic Package



The Voltages Available allow these Regulators to be used in Logic Systems, Instrumentation, Hi-Fi Audio Circuits and other Solid State Electronic Equipment

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

DESCRIPTION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Input Voltage	V_{IN}	35	V
Continuous Total Dissipation at $T_a=25^\circ\text{C}$ free air Temperature	P_D	2.0	W
Continuous Total Dissipation at $T_c=25^\circ\text{C}$ case Temperature	P_D	15	W
Operating free-air, case, or Virtual Junction Temperature Range	T_{OPR}	0 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	- 65 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature 1.6mm (1/16 inch) from Case for 10 seconds	T_L	260	$^\circ\text{C}$

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

$V_I=10\text{V}$, $I_O=500\text{mA}$

DESCRIPTION	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNIT
Output Voltage	V_O	$T_J=25^\circ\text{C}$	4.80		5.20	V
		$I_O=5\text{mA} \sim 1\text{A}$ $V_I=7\text{V} \sim 20\text{V}$, $P \leq 15\text{W}$ $T_J=0 \sim 125^\circ\text{C}$	4.75		5.25	V
Line Regulation	R_{EGV}	$V_I=7.0 \sim 25\text{V}$ $T_J=25^\circ\text{C}$			100	mV
		$V_I=8.0 \sim 12\text{V}$			50	mV
Ripple Rejection	R_{RR}	$V_I=8.0 \sim 18\text{V}$, $f=120\text{Hz}$ $T_J=0 \sim 125^\circ\text{C}$	62			dB
Load Regulation	R_{EGL}	$I_O=5\text{mA} \sim 1.5\text{A}$ $T_J=25^\circ\text{C}$			100	mV
		$I_O=250\text{mA} \sim 750\text{mA}$			50	mV
Output Resistance	R_O	$f=1\text{KHz}$ $T_J=0 \sim 125^\circ\text{C}$		0.017		Ω
Output Voltage Drift	$\Delta V_O/\Delta T$	$I_O=5\text{mA}$ $T_J=0 \sim 125^\circ\text{C}$		- 1.1		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output Noise Voltage	V_{NO}	$f=10\text{Hz} \sim 100\text{KHz}$ $T_J=25^\circ\text{C}$		40		μV
Dropout Voltage	V_d	$I_O=1\text{A}$ $T_J=25^\circ\text{C}$		2.0		V
Quiescent Current	I_Q	$T_J=25^\circ\text{C}$			8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$V_I=7.0 \sim 25\text{V}$ $T_J=0 \sim 125^\circ\text{C}$			1.3	mA
		$I_O=5\text{mA} \sim 1\text{A}$			0.5	mA
Short Circuit Output Current	I_{SC}	$T_J=25^\circ\text{C}$		750		mA
Peak Output Current	I_{PK}	$T_J=25^\circ\text{C}$		2.2		A

LM7805Rev_1 180805E

Continental Device India Limited

Data Sheet

Page 1 of 3

ANEXO G – SENSOR DE CORRIENTE



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

FEATURES AND BENEFITS

- Industry-leading noise performance through proprietary amplifier and filter design techniques
- Integrated shield greatly reduces capacitive coupling from current conductor to die due to high dV/dt signals, and prevents offset drift in high-side, high-voltage applications
- Total output error improvement through gain and offset trim over temperature
- Small package size, with easy mounting capability
- Monolithic Hall IC for high reliability
- Ultralow power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Galvanic isolation allows use in economical, high-side current sensing in high-voltage systems
- AEC-Q100 qualified

Continued on the next page...



TÜV America
Certificate Number:
UBV 15 05 54214 037



UL Certified File
No.: US-29755-UL

DESCRIPTION

The Allegro™ ACS758 family of current sensor ICs provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing. Typical applications include motor control, load detection and management, power supply and DC-to-DC converter control, inverter control, and overcurrent fault detection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional output voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

High-level immunity to current conductor dV/dt and stray electric fields, offered by Allegro proprietary integrated shield technology, provides low output voltage ripple and low offset drift in high-side, high-voltage applications.

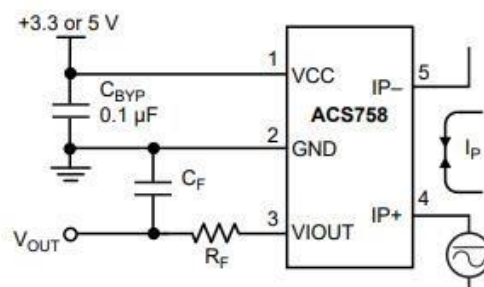
The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an

increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 100 $\mu\Omega$ typical, providing low power loss.

The thickness of the copper conductor allows survival of the device at high overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads

Continued on the next page...

PACKAGE: 5-Pin CB Package



Application 1: The ACS758 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is for optimal noise management, with values that depend on the application.

Typical Application

ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

SPECIFICATIONS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Forward Supply Voltage	V_{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V_{RCC}		-0.5	V
Forward Output Voltage	V_{IOUT}		28	V
Reverse Output Voltage	V_{RIOUT}		-0.5	V
Output Source Current	$I_{OUT(SOURCE)}$	VIOUT to GND	3	mA
Output Sink Current	$I_{OUT(SINK)}$	VCC to VIOUT	1	mA
Nominal Operating Ambient Temperature	T_{OP}	Range E	-40 to 85	$^{\circ}C$
		Range K	-40 to 125	$^{\circ}C$
		Range L	-40 to 150	$^{\circ}C$
Maximum Junction	$T_J(max)$		165	$^{\circ}C$
Storage Temperature	T_{stg}		-65 to 165	$^{\circ}C$

ISOLATION CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Unit
Dielectric Strength Test Voltage ^[1]	V_{ISO}	Agency type-tested for 60 seconds per UL standard 60950-1, 2nd Edition	4800	VAC
Working Voltage for Basic Isolation	V_{WFSI}	For basic (single) isolation per UL standard 60950-1, 2nd Edition	990	VDC or V_{pk}
			700	V_{rms}
Working Voltage for Reinforced Isolation	V_{WRFI}	For reinforced (double) isolation per UL standard 60950-1, 2nd Edition	636	VDC or V_{pk}
			450	V_{rms}

¹ Allegro does not conduct 60-second testing. It is done only during the UL certification process.