

**SISTEMA ADAPTATIVO PARA RECOLECCIÓN DE ENERGÍA SOLAR
TG. 1248**

GABRIEL ALBERTO OROZCO HENAO

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
BOGOTÁ DC. 2013**

**SISTEMA ADAPTATIVO PARA RECOLECCIÓN DE ENERGÍA SOLAR
TG. 1248**

GABRIEL ALBERTO OROZCO HENAO

Trabajo de grado presentado como requisito para optar al título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

DIRECTOR

Ing. ABDEL KARIM HAY HARB

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA
BOGOTÁ DC. 2013**

PONTIFICIA UNIVERSIDAD JAVERIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

RECTOR MAGNÍFICO: P. JOAQUÍN EMILIO SÁNCHEZ GARCÍA, S.J.

DECANO ACADÉMICO: Ing. LUIS DAVID PRIETO MARTÍNEZ

DECANO DEL MEDIO UNIVERSITARIO: P. SERGIO BERNAL S.J.

DIRECTOR DE CARRERA: Ing. JAIRO ALBERTO HURTADO LONDOÑO

DIRECTOR DEL PROYECTO DE GRADO: Ing. ABDEL KARIM HAY HARB

NOTA DE ADVERTENCIA

Artículo 23 de la Resolución N° 13 de Julio de 1946

“La Universidad no se hace responsable por los conceptos emitidos por sus alumnos en sus trabajos de tesis. Solo velará por qué no se publique nada contrario al dogma y a la moral católica y por que las tesis no contengan ataques personales contra persona alguna, antes bien se vea en ellas el anhelo de buscar la verdad y la justicia”

A mi abuelo Tomás, mi madre Lizenka y mi padre Luis Alberto con cuyo amor incondicional siempre he podido contar sin importar las circunstancias, a mis tíos junto a quienes he tenido la oportunidad de crecer, pero muy especialmente a mi tía patricia y mi tío Arturo quienes la mayor parte de mi vida han sido algo más que padres para mí; estando presentes en las situaciones buenas y malas, brindándome el apoyo y guía constante sin los cuales estoy seguro, hubiera sido imposible llegar a donde estoy.

A mis amigos y compañeros de carrera con quienes hemos luchado y trasnochado hombro a hombro a lo largo del extenso camino de aprendizaje que por fin culmina y finalmente un agradecimiento a los profesores del Departamento de Electrónica, quienes todos estos años han sido desinteresados mentores de sabiduría y en algunos casos muy especiales, personajes que cambian la vida.

¡Muchas gracias!

Gabriel Orozco Henao

TABLA DE CONTENIDO

TABLA DE CONTENIDO	6
LISTA DE FIGURAS	8
LISTA DE TABLAS	10
1. INTRODUCCIÓN.....	11
2. MARCO TEÓRICO	14
2.1. Energía Solar.....	14
2.2. Celda Solar.....	16
2.2.1. Modelo Circuital.....	16
2.3. Panel Solar	17
2.3.1. Asociación en serie:.....	17
2.3.2. Asociación en paralelo:	18
2.3.3. Consideraciones.....	18
2.4. Convertidor DC-DC.....	19
2.4.1. Convertidor Boost	19
2.5. Microcontrolador	21
2.5.1. Unidad central de procesamiento	21
2.5.2. Memoria	22
2.5.3. Periféricos.....	23
2.6. Batería.....	24
2.6.1. Parámetros	24
2.6.2. Construcción.....	24
3. ESPECIFICACIONES	26
3.1. Sistema General	26
3.1.1. Fuente de Energía.....	26
3.1.2. Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar	27
3.1.3. Sistema Acumulador	27
3.1.4. Interfaz Eléctrica.....	28
3.1.5. Aplicaciones electrónicas	28
3.1.6. Interconexiones.....	29
3.2. Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar.....	29
3.2.1. Circuito de Protección	30

3.2.2.	Convertidor DC-DC	31
3.2.3.	Microcontrolador	31
3.2.4.	Circuito Intermedio	32
4.	DESARROLLOS	33
4.1.	Interconexión	33
4.2.	Circuito de Protección	33
4.2.1.	Arrestor por descarga de gas:	33
4.2.2.	Fusible de reacción lenta	34
4.3.	Convertidor DC-DC.....	34
4.3.1.	Diseño del convertidor.....	35
4.3.2.	Simulaciones del circuito ideal.....	37
4.3.3.	Selección de los componentes	38
4.3.4.	Calculo de perdidas	41
4.3.5.	Simulación circuito con perdidas	44
4.4.	Circuito Intermedio.....	48
4.4.1.	Esquemático general.....	48
4.4.2.	Diseño del circuito intermedio	49
4.5.	Microcontrolador	53
4.5.1.	Algoritmo MPPT	53
4.5.2.	Programa.....	54
4.5.3.	Código	60
5.	ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	62
5.1.	Montaje en tarjeta prototipo.....	62
5.2.	Montaje en circuito impreso	63
5.3.	Pruebas de desempeño	65
5.4.	Costo del proyecto	69
6.	CONCLUSIONES.....	70
7.	BIBLIOGRAFÍA	71
8.	ANEXOS.....	71

LISTA DE FIGURAS

- Fig. 1. Representación Gráfica, flujo de potencia*
- Fig. 2. Radiación solar*
- Fig. 3. Radiación global conformada por radiación directa y radiación difusa*
- Fig. 4. Densidad de radiación solar media en Colombia*
- Fig. 5. Densidad espectral de potencia efectiva para celdas de distintas composiciones*
- Fig. 6. Modelo circuital de una celda solar*
- Fig. 7. Paneles en configuración serie.*
- Fig. 8. Paneles en configuración paralelo.*
- Fig. 9. Curva característica V vs I, P para un panel RNG-245D*
- Fig. 10. Convertidor Boost*
- Fig. 11. Convertidor Boost: Interruptor encendido*
- Fig. 12. Convertidor Boost: Interruptor apagado*
- Fig. 13. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloque CPU*
- Fig. 14. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloques de Memoria*
- Fig. 15. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloques de Periféricos*
- Fig. 16. Partes de una batería Acido-Plomo*
- Fig. 17. Diagrama general*
- Fig. 18. Panel Erasmus EPS-20 empleado en el proyecto*
- Fig. 19. SARES*
- Fig. 20. Batería Acido-Plomo empleada en el proyecto*
- Fig. 21. Diagrama Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar*
- Fig. 22. Esquemático básico del convertidor*
- Fig. 23. Kit de desarrollo MSP430 LaunchPad*
- Fig. 24. Esquemático básico del convertidor Boost*
- Fig. 25. Arrestor por descarga de gas y fusible lento*
- Fig. 26. Circuito del convertidor en PSIM*
- Fig. 27. Voltaje y corriente en el transistor*
- Fig. 28. Voltaje y corriente a la entrada y salida del circuito*
- Fig. 29. Convertidor Boost con componentes no ideales*
- Fig. 30. Voltaje y corriente a la entrada y salida del circuito*
- Fig. 31. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de C1*
- Fig. 32. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de L1*
- Fig. 33. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de Q*
- Fig. 34. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de L2*
- Fig. 35. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de C2*
- Fig. 36. Voltaje, corriente y potencia en el diodo D*
- Fig. 37. Esquemático del SARES*
- Fig. 38. Circuito de alimentación del microcontrolador*
- Fig. 39. Circuito de realimentación de voltaje*
- Fig. 40. Circuito de realimentación de corriente*
- Fig. 41. Señal análoga de temperatura en el acumulador*
- Fig. 42. Driver del interruptor Mosfet U2*
- Fig. 43. Diagrama general del programa*

- Fig. 44. Diagrama de la rutina de inicialización de periféricos*
- Fig. 45. Diagrama de la rutina de arranque*
- Fig. 46. Diagrama de la función de búsqueda*
- Fig. 47. Diagrama de la función de verificación*
- Fig. 48. Diagrama de la función de estado estable*
- Fig. 49. Diagrama de la función de trabajo*
- Fig. 50. Montaje en tarjeta prototipo*
- Fig. 51. Cara frontal circuito impreso*
- Fig. 52. Cara trasera circuito impreso*
- Fig. 53. Montaje en circuito impreso*
- Fig. 54. Montaje en circuito impreso*
- Fig. 55. Voltaje a la entrada*
- Fig. 56. Voltaje sobre el transistor*
- Fig. 57. Voltaje después del diodo*
- Fig. 58. Voltaje a la salida*
- Fig. 59. Voltaje de alimentación del microcontrolador*
- Fig. 60. Corriente de entrada*
- Fig. 61. Corriente de salida*
- Fig. 62. Voltaje y corriente de entrada*
- Fig. 63. Voltaje y corriente de salida*
- Fig. 64. Distintos puntos identificados como máximo sobre la misma curva.*

LISTA DE TABLAS

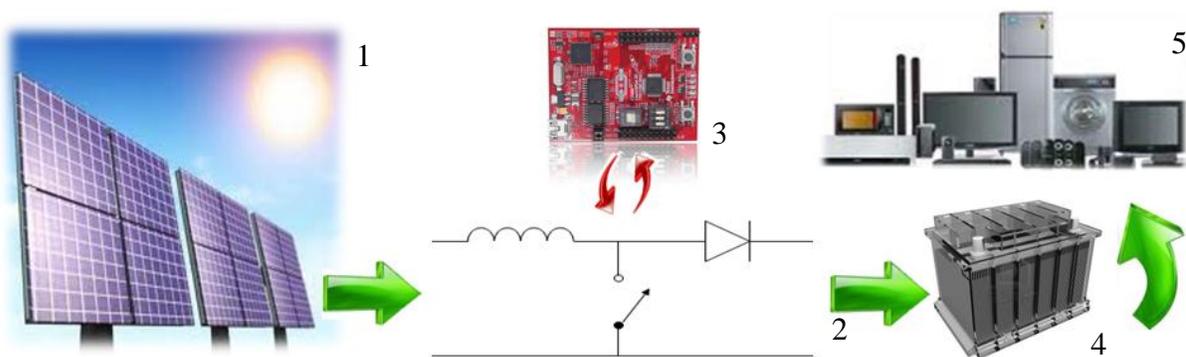
- Tabla 1. Especificaciones técnicas del panel Erasmus EPS-20*
- Tabla 2. Especificaciones técnicas de la batería X-TRUENO*
- Tabla 4. Especificaciones del convertidor Boost*
- Tabla 5. Especificaciones técnicas microcontrolador MSP430G2553, Texas Instruments*
- Tabla 6. Especificaciones del arrestor por descarga de gas 2031-15T-SMLF*
- Tabla 7. Especificaciones del fusible de reacción lenta 5ST 10-R*
- Tabla 8. Cuadro comparativo básico de convertidores DC-DC*
- Tabla 9. Valores máximos recomendados o especificados de fuente y acumulador*
- Tabla 10. Especificaciones de los componentes del circuito de protección*
- Tabla 11. Especificaciones del capacitor electrolítico EEU-FR1H101B*
- Tabla 12. Especificaciones del inductor toroidal 2300LL-102-V-RC*
- Tabla 13. Especificaciones del transistor Mosfet IRLML0060TRPBF*
- Tabla 14. Especificaciones del diodo Shottky CDBA340L-G*
- Tabla 15. Especificaciones del amplificador de instrumentación INA286*
- Tabla 16. Especificaciones del driver LM5114BMF*
- Tabla 17. Especificaciones del driver LM5114BMF*
- Tabla 18. Temperatura de trabajo de los componentes*
- Tabla 19. Costos del proyecto por componentes*

1. INTRODUCCIÓN

En el presente documento se encuentra la recopilación de todo el trabajo desarrollado en torno al proceso de diseño, montaje y evaluación del SISTEMA ADAPTATIVO PARA RECOLECCIÓN DE ENERGÍA SOLAR, un sistema de recolección de energía eléctrica completo y de buena eficiencia, inicialmente contemplado para paneles solares, el cual es capaz de hallar el punto de máxima potencia en la curva Corriente-Voltaje del generador, siempre y cuando se garantice un comportamiento eléctrico de la fuente de un solo máximo local.

El sistema busca llegar rápidamente al punto de trabajo adecuado, entrando en un modo de bajo consumo constantemente monitoreando cambios en las condiciones de la fuente, ante lo cual deberá buscar el nuevo punto óptimo.

El sistema se realizará a partir de un convertidor DC-DC, impedancia de entrada variable por medio del ciclo útil. La topología escogida cumple con características básicas tales como corriente de entrada y salida constante y buena eficiencia. El sistema de control digital se implementará por medio de un micro controlador de baja gama y bajo consumo, encargado de generar el ciclo útil del convertidor, estableciendo la impedancia de entrada deseada en determinado instante. El algoritmo de control se basa en un esquema Max Power Point Tracking (*MPPT*) de perturbar-observar; se caracteriza por la aplicación de una determinada impedancia aparente de entrada del convertidor y el muestreo de voltaje y corriente a la salida, con lo cual se obtiene la condición de potencia correspondiente, proceso que se repite hasta encontrar un punto óptimo de trabajo. El sistema digital también lleva a cabo el control de carga y monitorea la temperatura del acumulador de forma que se prolongue la vida útil de la batería y se evite situaciones que puedan dañarla.



*Fig. 1. Representación Gráfica
Flujo de potencia representado en verde, interacciones de control en rojo*

En la etapa de desarrollo tecnológico en la que se encuentra la comunidad mundial, y específicamente la sociedad colombiana, surge una demanda energética de enorme crecimiento; ésta energía es empleada en la ejecución de toda clase de labores, así como en busca de satisfacer necesidades las cuales antiguamente eran muy específicas o se suplían de forma distinta. Esto nos lleva a un punto histórico en el cual uno de los recursos más preciados es la energía eléctrica, convirtiendo su recolección en una empresa necesaria y lucrativa.

La necesidad de energía, constantemente en aumento, ha llevado a la búsqueda de múltiples fuentes y con ellas, distintos métodos de obtenerla, con especial énfasis en cantidad y no calidad; esto conlleva un enorme aumento de plantas de generación eléctrica no-limpia, pero de alta capacidad, como por ejemplo

plantas nucleares, cuya contaminación a escala atómica es conocida dada su extrema peligrosidad para las estructuras orgánicas, o también centrales termoeléctricas, las cuales en su gran mayoría obtienen electricidad a partir de la combustión de materiales fósiles, los cuales contaminan el medio ambiente de forma extensiva y son responsables en gran parte del fenómeno de calentamiento global acelerado que estamos experimentando.

Como respuesta natural de la conciencia colectiva, se ha vuelto un deber la búsqueda de energías alternativas eficientes, limpias y renovables, que satisfagan la demanda de forma adecuada, sin los indeseables efectos secundarios ya mencionados. De entre varios candidatos, salta a la vista la mayor forma de energía que recibe continuamente éste planeta, la cual es responsable de las demás formas de energía explotables en la tierra (hídrica, química, eólica, entre otros), la energía solar, la cual recibimos como radiación electromagnética de diferentes características, como longitud de onda y densidad de potencia.

En Colombia no se cuenta con una infraestructura de energía solar a gran escala, a pesar de las ventajas geográficas, como ejemplo, su ubicación en el ecuador del planeta y por lo tanto una buena densidad de potencia solar media disponible a lo largo del año. Los sistemas fotovoltaicos en Colombia se han enfocado en el sector rural, suelen encontrarse instalaciones personales de energía aisladas de la red, implementadas de manera artesanal, las cuales casi siempre emplean paneles expuestos directamente a la radiación y poseen un sistema de almacenamiento de energía estático y simple, como puede ser un regulador análogo de voltaje desde el panel, hasta las baterías que actúan como acumulador. Éste sistema no puede adquirir la máxima potencia desde el panel en los distintos eventos de radiación, ni adquiere la potencia entregada por el panel fuera del punto de trabajo, de esta manera desperdiciando gran cantidad de energía a lo largo del día, energía que resulta disipándose en el semiconductor, reduciendo su desempeño y vida útil en vez de ser aprovechada por el usuario. Por otro lado, los sistemas eficientes de recolección de energía no son de mucho interés a los consumidores, debido a su alto costo y escasas en el mercado colombiano, desconociendo la ventaja económica que éstos pueden acarrear, energéticamente hablando.

Todo esto nos presenta la oportunidad y necesidad de implementar un sistema electrónico no demasiado complejo, de bajo costo, confiable y duradero, capaz de aprovechar al máximo las posibilidades de cada instalación de recolección de energía solar, haciendo posible un mayor beneficio, a un menor costo para el usuario, de esta manera contribuyendo a la independencia energética de la comunidad, de la forma más limpia posible.

OBJETIVOS

- Diseñar e implementar un sistema de recolección de energía solar, capaz de obtener buena eficiencia durante el proceso de recepción y almacenamiento, aún en condiciones de poca disponibilidad; esto en función de las condiciones tanto de la fuente de energía, como del estado del acumulador.
- Escoger una topología adecuada y diseñar un convertidor DC-DC de ganancia variable, máxima potencia 20 W, de buena eficiencia en un amplio rango de funcionamiento y caracterizar el comportamiento dinámico del convertidor, niveles relevantes de las variables de estado, con base en esto definir los valores nominales adecuados de los componentes, teniendo como objetivo eficiencia y larga vida útil.
- Plantear un sistema de control general que incorpore tanto las características eléctricas del convertidor y la fuente, como el estado del acumulador, la condición térmica del acumulador y detección de corto circuito.

- Diseñar un circuito intermedio que permita la alimentación del sistema de control, adquisición de las variables y el manejo del convertidor; protegiendo tanto el sistema digital, como los componentes del convertidor de cualquier eventualidad indeseada.
- Diseñar un algoritmo sencillo, de búsqueda y seguimiento de máximo punto de potencia, orientado a un sistema de colectores en óptimo funcionamiento, sin condiciones adversas como sombreado parcial o defectos de fabricación que generen máximos locales en la curva I-V.
- Implementar un montaje a fin de probar empíricamente las cualidades esperadas del sistema, específicamente realizando pruebas de eficiencia y durabilidad de los componentes (análisis de temperatura de trabajo, valores medios y picos de corriente, entre otros).

2. MARCO TEÓRICO

2.1. Energía Solar

La energía solar que llega hasta la tierra corresponde a la radiación electromagnética emitida por el sol como producto de procesos principalmente de fusión de hidrógeno que se llevan a cabo en su interior, liberando energía constantemente. La radiación abarca un amplio rango de longitudes de onda, pero solo energía de cierta parte del espectro penetra significativamente la atmosfera terrestre. La mayor parte de la radiación que llega a la superficie se encuentra entre los $0.1 \mu\text{m}$ y $10 \mu\text{m}$.

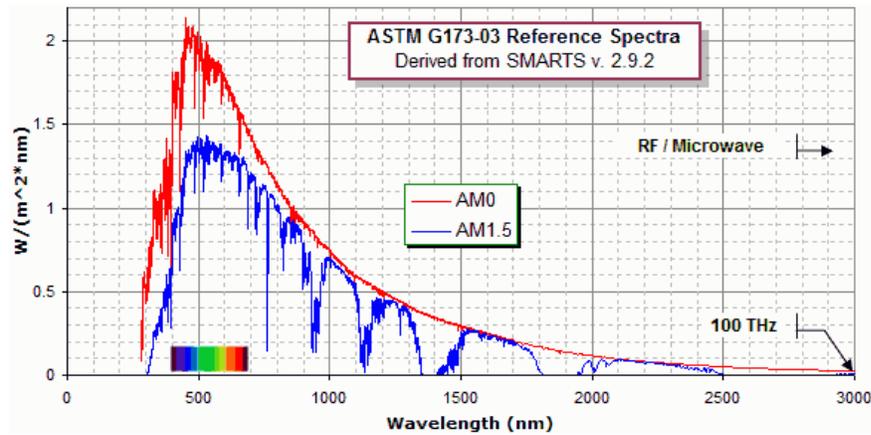


Fig. 2. Radiación solar

Irradiancia espectral dentro (AM1.5) y fuera (AM0) de la atmosfera terrestre

El movimiento del planeta así como las condiciones atmosféricas hacen que la radiación instantánea en determinado lugar cambie constantemente, fenómenos como la orientación del sol respecto al suelo a lo largo del día en determinado lugar y determinada época del año son predecibles, sin embargo fenómenos aleatorios principalmente relacionados con el clima son analizados estadísticamente dada su incertidumbre. Esto genera la necesidad de conceptos como la densidad de radiación media (W/m^2), la cual puede ser suministrada en tablas empíricas con valores para distintos lugares en distintas épocas del año.

La porción de energía solar que llega al suelo penetrando la atmosfera en línea recta es llamada radiación directa y representa la mayor parte de la energía utilizable en aplicaciones prácticas, sin embargo una parte importante sufre efectos de refracción al atravesar las distintas capas de la atmosfera y los cuerpos de agua, además de efectos de reflexión principalmente al llegar a la superficie, rebotando en varias direcciones. Esta radiación es conocida como difusa y junto con la radiación directa conforman el recurso energético prácticamente ilimitado, que se desea explotar de la manera más eficiente posible.

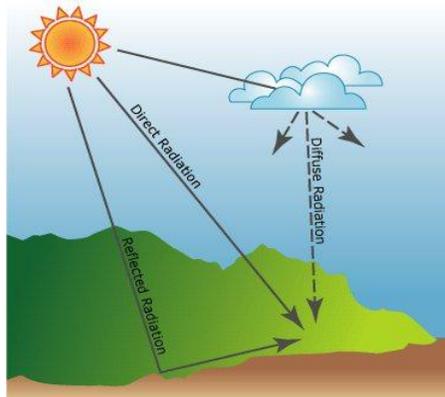


Fig. 3. Radiación global conformada por radiación directa y radiación difusa

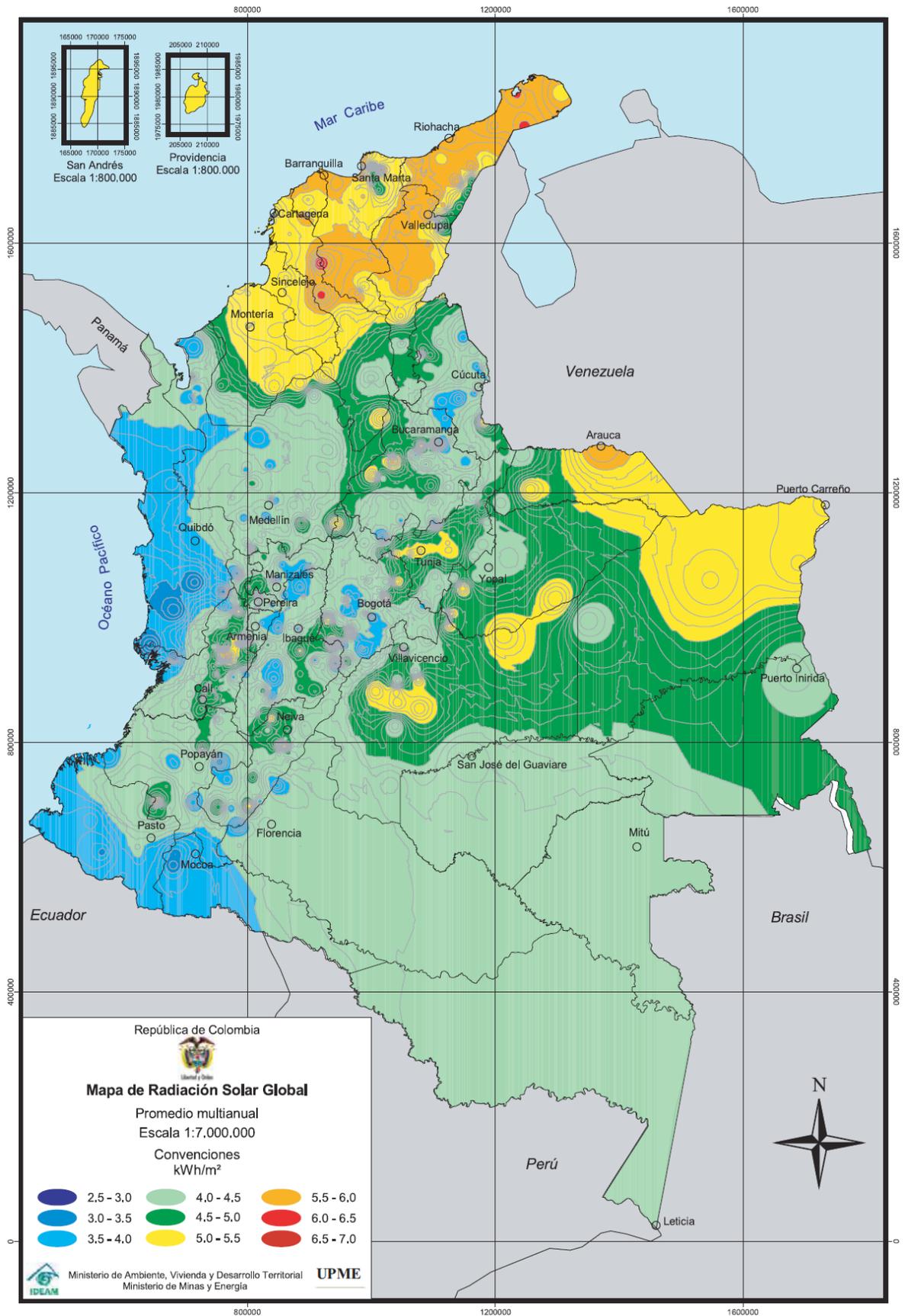


Fig. 4. Densidad de radiación solar media en Colombia

2.2. Celda Solar

Una celda solar es cualquier dispositivo capaz de asimilar radiación solar y entregarla como energía eléctrica. Las celdas pueden ser de varios tipos (monocristalina, policristalina, entre otros) y dependiendo de su composición posee eficiencias particulares a diferentes longitudes de onda (infrarrojo, visible, ultravioleta, etc.)

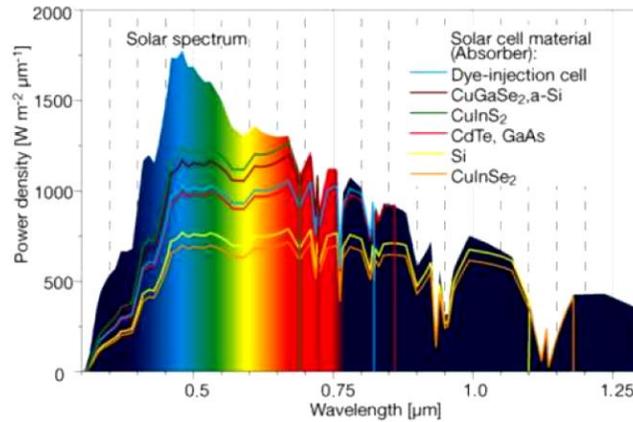


Fig. 5. Densidad espectral de potencia efectiva
Para celdas de distintas composiciones

Existe infinidad de variaciones en cuanto a éstas, se les consigue muy eficientes (40-45%) pero costosas, o económicas pero no tan eficientes (10-15%), pero el principio de funcionamiento en todas ellas sigue siendo similar, por lo cual se puede implementar un modelo relativamente sencillo que caracterice a la celda, variando los distintos parámetros de acuerdo al caso particular. Este modelo puede llegar a ser muy fiable dependiendo del detalle contemplado al momento de la simulación y la correspondencia de los valores a las características reales de la celda.

2.2.1. Modelo Circuital

El modelo circuital de la celda solar se desarrolla con base en los resultados empíricos del comportamiento eléctrico de este componente, con el propósito de facilitar al usuario un proceso de análisis y comprensión sencillo en el lenguaje circuital.

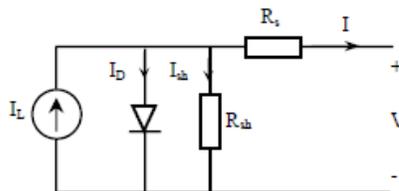


Fig. 6. Modelo circuital de una celda solar

- I_L es la fuente de corriente, representa la energía recolectada por la celda, a una mayor radiación en la superficie semiconductor, se generará una corriente de mayor magnitud. El valor nominal de la fuente corresponde aproximadamente a la máxima corriente que se obtendrá del panel en determinada condición de radiación y puede ser estimada midiendo la corriente de corto circuito a la salida (I_{SC}).
- R_S es la resistencia serie, debida a la resistividad no nula del material semiconductor, los puntos de contacto y los caminos de corriente en conjunto. Es la principal fuente de pérdidas en la celda.

- El diodo D representa el semiconductor que se forma en las capas del material fotoeléctrico, del cual está hecha la celda. La tensión de conducción en directa del diodo depende de la composición particular del material.
- R_{SH} suele omitirse en algunos modelos más simples y representa la resistencia paralelo resultado tanto de la condición no ideal del diodo D , como de las impurezas en cercanías a la unión P-N.

Empleando el modelo hallamos una expresión general para la corriente generada por la celda:

$$i_o = I_L - I_0 \left(e^{\left(\frac{q(v_o + i_o R_S)}{m k T} \right)} - 1 \right) - \frac{v_o + i_o R_S}{R_{SH}}$$

Dónde:

i_o → Corriente a la salida de la celda

I_0 → Corriente de saturación del diodo equivalente del modelo

q → Carga del electrón

m → Factor inherente a la composición del diodo (entre 1 y 2 para silicio)

k → Constante de Boltzman

T → Temperatura absoluta medida en Kelvin.

2.3. Panel Solar

Los paneles son la estructura que soporta el arreglo de celdas solares. La curva de tensión y corriente del panel depende de las características propias de las celdas, la condición de radiación, la temperatura y la configuración adoptada, es decir, el número de celdas asociadas en paralelo o en serie. La principal característica del panel es proveer a las celdas soporte en una estructura mecánica sólida, protección ante las corrientes de aire y la humedad. Gran parte de los paneles solares incorporan diodos de paso, o alguna clase de semiconductor que impida corrientes que regresen con dirección hacia las celdas, tanto a nivel externo al panel, como a nivel de filas y/o columnas dentro del arreglo.

2.3.1. Asociación en serie:

Los terminales de una celda son conectados a los terminales de signo opuesto de otras celdas, de esta forma sumando las tensiones individuales. La corriente que fluye por cada celda conectada en esta configuración será la misma.

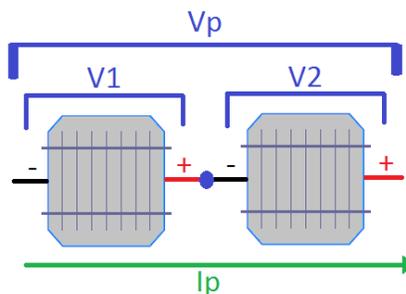


Fig. 7. Paneles en configuración serie.

$$V_p = \sum V_x = V_1 + V_2 + \dots V_n$$

$$I_p = I_1 = I_2 = \dots I_n$$

2.3.2. Asociación en paralelo:

Todos los terminales del mismo signo de cada celda son interconectados, de esta forma se suman las corrientes individuales. Para las celdas conectadas en esta configuración, la tensión entre los terminales de cada una será la misma.

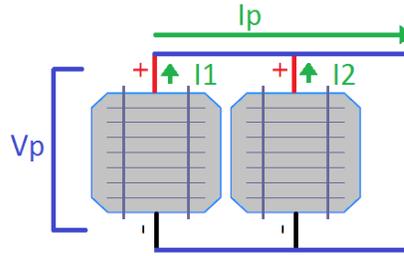


Fig. 8. Paneles en configuración paralelo.

$$I_p = \sum I_x = I_1 + I_2 + \dots + I_n$$

$$V_p = V_1 = V_2 = \dots = V_n$$

2.3.3. Consideraciones

Al ensamblar un panel solar se busca que el conjunto de celdas empleadas sea lo más homogéneo posible, esto permite que el modelo eléctrico global del arreglo sea muy similar al modelo de una sola celda, escalado en corriente y/o voltaje según las conexiones serie/paralelo empleadas en el arreglo.

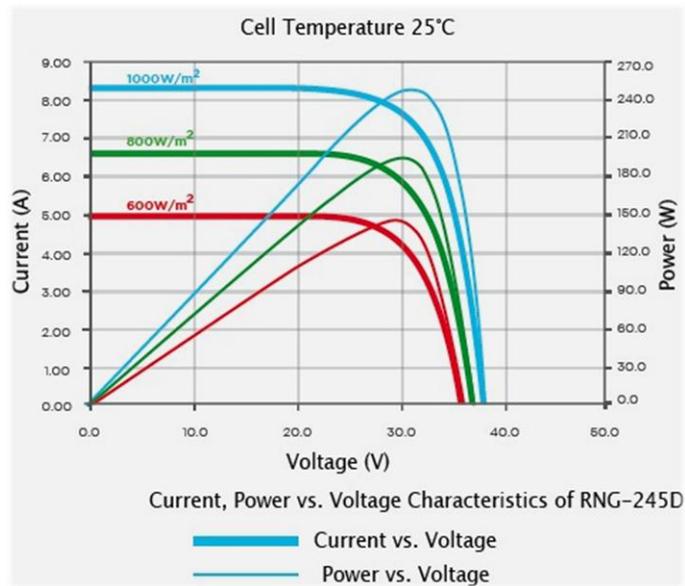


Fig. 9. Curva característica V vs I, P para un panel RNG-245D
La potencia en los distintos casos de radiación se representa con línea delgada

Es importante tener en cuenta que la cantidad de energía solar aprovechada es proporcional a la radiación efectiva, la cual a su vez depende de factores controlables como la orientación del panel respecto al sol, además la eficiencia de la instalación puede variar visiblemente con el cambio de temperatura, o el paso del tiempo.

Uno de los efectos indeseados más notorios en la aplicación de este proyecto es la formación de máximos locales en la curva V-I, debido a irregularidades como defectos de fabricación y/o sombreados, los cuales oscurecen total o parcialmente algunas celdas afectando la función de transferencia global.

Observando varias posibilidades de modelado y datos empíricos, podemos concluir que los sistemas fotovoltaicos comunes, en óptimas condiciones de funcionamiento, poseen un punto de máxima potencia el cual es diferente para cada pieza y varía según las condiciones de trabajo como la radiación y temperatura a las que se vea sometido, esto hace necesario la implementación un sistema dinámico capaz de seguir constantemente el punto deseado, cuyo consumo de energía sea proporcionalmente mínimo, de esta forma aprovechando al máximo la instalación solar.

2.4. Convertidor DC-DC

Un convertidor DC-DC es un dispositivo capaz de cambiar la magnitud de la tensión de la energía eléctrica, la conversión se realiza por medio de componentes que almacenan energía en forma de campo eléctrico o magnético (capacitor, inductor), uno o más interruptores y un control que entregue una señal de ciclo útil variable. Trabajando en estado estable, la ganancia, o en éste caso la impedancia de entrada aparente serán función del ciclo útil. La eficiencia del proceso es un criterio crítico, pues se desea aprovechar toda la potencia posible

La clasificación más general de convertidores DC-DC corresponde a su capacidad de aumentar, reducir o invertir el voltaje, sin embargo existen muchos aspectos importantes a tener en cuenta a la hora de la escogencia del circuito adecuado, un ejemplo claro es la importancia de la forma de onda de la señal de corriente a la entrada y salida.

2.4.1. Convertidor Boost

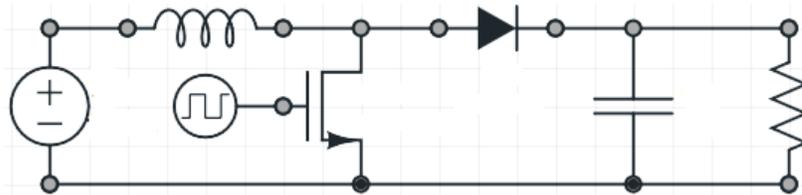


Fig. 10. Convertidor Boost

La principal característica del convertidor Boost es que el voltaje medio de salida es igual o superior al voltaje medio de entrada, la corriente media de entrada es igual o superior a la corriente de salida, conservando la mayor parte de la potencia en el proceso.

En su forma más simple, éste convertidor emplea un inductor, un interruptor, un diodo y un capacitor, como se puede observar en la figura 11. Para su análisis en estado estable tenemos que el promedio de voltaje sobre el inductor debe ser igual a cero, de otra forma la corriente aumentaría sin control, igualmente el promedio de corriente a través del capacitor debe ser cero, de otra forma el voltaje aumentaría sin control.

Durante el tiempo en el que el interruptor se encuentra encendido, el inductor recibe en sus terminales el voltaje de la fuente, aumentando su corriente linealmente a lo largo del tiempo, con una pendiente función de la constante inductiva y del voltaje.



Fig. 11. Convertidor Boost: Interruptor encendido

Una vez apagado el interruptor, la corriente de la bobina fluye hacia la carga y el capacitor, a través del diodo, reduciéndose linealmente con el tiempo puesto que el voltaje en sus terminales invierte su signo, con un valor aproximado a $v_{in} - v_{out}$.

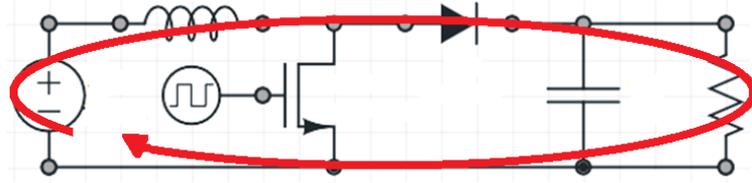


Fig. 12. Convertidor Boost: Interruptor apagado

Si la corriente en la bobina alcanzara un valor de cero, el diodo impediría el paso en la dirección opuesta, restringiendo la corriente hasta el siguiente ciclo, este funcionamiento es llamado modo discontinuo. Si la corriente por el inductor nunca alcanza un valor nulo, el convertidor está funcionando en modo continuo, éste es el modo que se empleará en esta aplicación debido a la necesidad de un punto de trabajo muy preciso, el punto de máxima potencia.

Empleando el modo de conducción continuo, hacemos uso de la información recopilada para hallar la expresión de la ganancia del convertidor en estado estable:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

$$T_{on} = DT$$

$$T_{off} = (1 - D)T$$

$$\text{Interruptor Encendido: } \Delta i_{Lon} = \frac{v_i}{L} \int_0^{DT} dt = \frac{v_i}{L} DT$$

$$\text{Interruptor apagado: } \Delta i_{Loff} = \frac{(v_i - v_o)}{L} \int_{DT}^T dt = \frac{(v_i - v_o)}{L} (1 - D)T$$

Donde:

v_L → Voltaje del inductor

L → Inductor

T → Período de conmutación

D → Ciclo útil

T_{on} → Tiempo de encendido del interruptor

T_{off} → Tiempo de apagado del interruptor

v_i → Voltaje de la fuente

v_o → Voltaje del acumulador

Debido a la condición del capacitor tenemos que la corriente promedio que fluye por éste es igual a cero, asumiendo una carga de corriente constante, tenemos entonces que las variaciones de corriente en el proceso de carga y descarga deben ser iguales en magnitud:

$$\Delta i_{Lon} = -\Delta i_{Loff} \rightarrow \frac{v_i}{L} DT = -\frac{(v_i - v_o)}{L} (1 - D)T$$

Despejando la expresión obtenemos la ganancia de voltaje del circuito:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D}$$

Diseñando un convertidor Boost con una variación de corriente proporcionalmente pequeña, se puede simular una impedancia de entrada variante con el ciclo útil, sin embargo la corriente de salida presentará un comportamiento irregular, para solucionar este problema se suele introducir un filtro de salida que suavice la señal tanto de voltaje como de corriente.

La eficiencia del circuito no alcanza un 100% debido a las pérdidas de potencia generadas por la parte resistiva de los componentes no ideales, entre ellos inductores y capacitores los cuales poseen una pequeña resistencia óhmica, así como los caminos del circuito impreso, cables de conexión y componentes activos con características no ideales como el voltaje de conducción del diodo, la resistencia no nula del interruptor en modo de conducción, corrientes de fuga en modo de corte y potencia disipada durante el tiempo de conmutación.

2.5. Microcontrolador

Un microcontrolador es esencialmente un circuito integrado que agrupa distintos bloques funcionales, es capaz de realizar tareas con una estructura lógica definida, proceso que se lleva a cabo mediante la ejecución de instrucciones grabadas en memoria. En general estos circuitos están diseñados para funcionar como procesador digital de señales (*DSP*) o para ser el centro de procesamiento de algún sistema electrónico (*CPU*), posee entradas y salidas digitales y en algunos casos también análogas, que permiten la interacción con los sistemas externos. Todo microcontrolador posee características muy particulares que lo identifican, las más significativas son:

- **Velocidad de reloj:**
Define la cantidad de instrucciones que el sistema puede ejecutar por unidad de tiempo, además afecta el funcionamiento de los periféricos, por ejemplo los convertidores análogo-digital integrados en el chip. A mayor velocidad se obtienen tiempos de proceso inferiores, sin embargo el consumo de potencia es superior.
- **Tamaño de palabra:**
Define la cantidad de bits que son leídos en memoria en cada instrucción, un tamaño de palabra mayor permite mayor variedad de instrucciones, procesamiento de números enteros de mayor magnitud y ejecución de instrucciones largas en menos ciclos de lectura.
- **Potencia:**
Microcontroladores empleados en electrónica portátil poseen frecuencias de trabajo no muy altas y en general una disipación de potencia mínima, convirtiéndolo en uno de los componentes de menor consumo de todo el circuito, sin embargo existen aplicaciones que demandan tiempos de respuesta extremadamente rápidos y capacidad de procesamiento muy elevada, exigiendo cantidades de potencia bastante considerables, que pueden llegar a convertir el microcontrolador en la principal fuente de disipación del sistema; un ejemplo de esto es el procesador central empleado en las computadoras actuales, con consumos de energía que pueden disipar alrededor de un 80% de la energía total requerida por la máquina.

Se puede contemplar a los microcontroladores como una agrupación de sistemas con funciones muy específicas, entre ellos destacan algunos bloques que no pueden faltar en la arquitectura básica, estos son:

2.5.1. Unidad central de procesamiento

La unidad de control y la unidad aritmético-lógica conforman la unidad central de procesamiento (*CPU*). La unidad de control es un elemento fundamental de la arquitectura puesto que es el bloque responsable de decodificar y ejecutar las instrucciones de programa, control de registros, control de buses, control de periféricos y algunas veces control de memoria. Define aspectos cruciales como tipos de instrucción, ciclos de ejecución, manejo de interrupciones, entre otros. Es el elemento más complejo del microcontrolador y puede ser subdividido en pequeños bloques con funciones tales como decodificación, ejecución, control de interrupciones, control de buses y control de memoria.

La unidad aritmético-lógica se encarga de las operaciones lógicas y matemáticas, principalmente operaciones con números enteros características del algebra de Bool como suma, resta, AND, OR, entre otros, sin embargo algunas unidades más avanzadas incorporan distintos sistemas numéricos como por ejemplo punto flotante y operaciones más complejas como multiplicación, división, entre otros. En síntesis, su principal función es realizar tareas numéricas complejas en tiempos cortos.

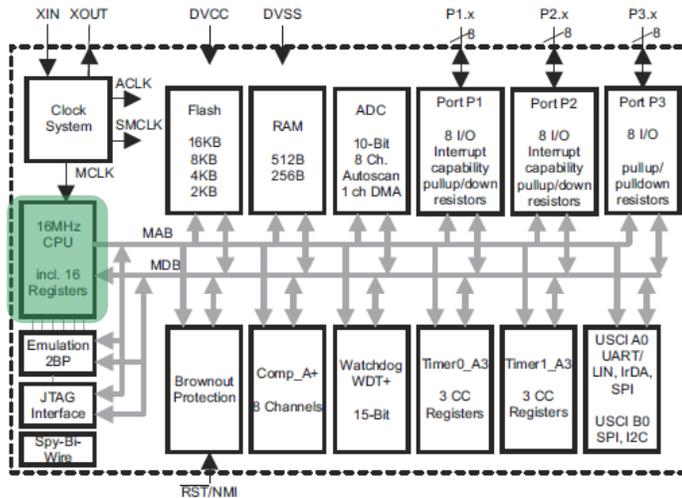


Fig. 13. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloque CPU

2.5.2. Memoria

El sistema de memoria está dividido en secciones de diferentes propósitos, el tramo que almacena las instrucciones de programa se encuentra sobre una memoria no volátil de forma que al quitar la energía al microcontrolador, no se pierda la programación, esto es una sección de memoria EEPROM (*Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*), la cual si bien puede ser borrada y re-escrita, requiere un proceso más largo y complejo que solo se realiza al momento de programar el sistema.

Las variables del programa y datos de usuario son almacenados en una memoria RAM (*Random Access Memory*). Es la memoria de trabajo y está diseñada para lectura y escritura continua, sin embargo es volátil, es decir, la información contenida se pierde al momento de quitar la energía. Como su nombre lo dice, la principal característica de esta memoria es el tipo de acceso, no importa qué sector de memoria se desee emplear, el tiempo de lectura o escritura será siempre el mismo.

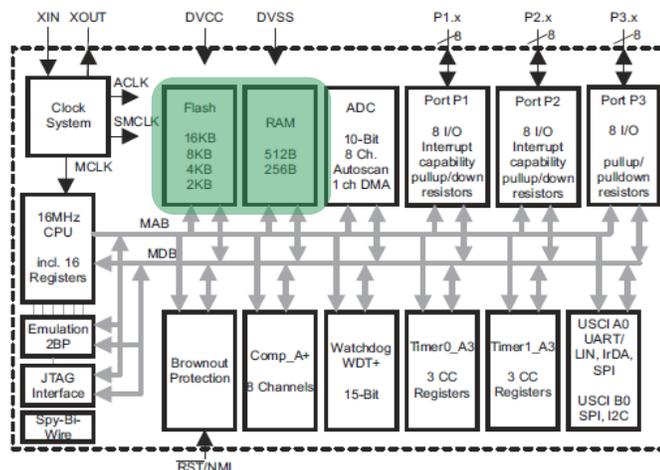


Fig. 14. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloques de Memoria

2.5.3. Periféricos

Los periféricos son un conjunto de sistemas digitales, algunas veces mixtos (análogo/digital), integrados en el chip del microcontrolador, su propósito es ejecutar tareas ajenas al procesador de forma que en un solo circuito integrado se cuente con gran variedad de funciones, ampliando las capacidades del chip. Los periféricos poseen registros de control y datos mapeados directamente en memoria de forma que se pueda hacer uso de éstos con simples instrucciones de lectura y escritura en las direcciones respectivas.

Una propiedad esencial de los periféricos es la posibilidad de generar interrupciones al procesador, rompiendo así la estructura lineal del programa. Si se genera una interrupción por parte de un periférico y ésta se encuentra habilitada en el registro de control de interrupciones, el procesador finalizará la instrucción que se encuentre en curso, sin embargo no seguirá con el programa, en cambio saltará a una dirección en memoria específica la cual contiene la rutina de atención al periférico que genero la interrupción. Registros de estado y algunos registros de datos son volcados en memoria de forma que la información no se pierda. Posteriormente la información es recuperada antes de finalizar la rutina de atención, de forma que se pueda proseguir con el programa en el punto exacto en el que se interrumpió.

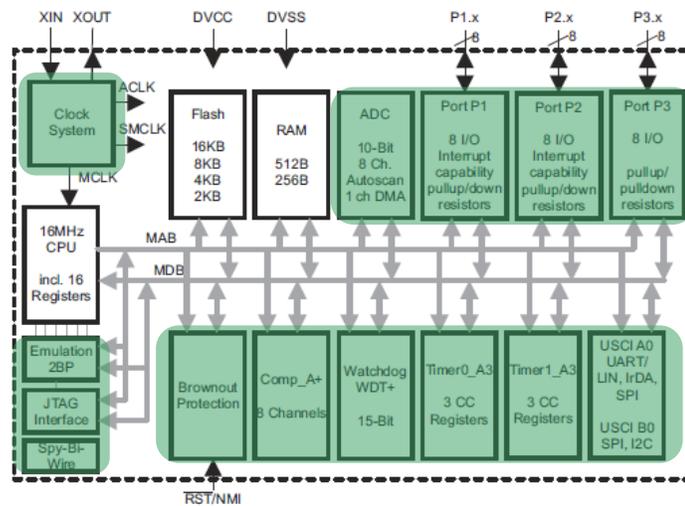


Fig. 15. Diagrama funcional familia MSP430G2x53, resaltado bloques de Periféricos

Aunque comúnmente en los microcontroladores encontramos presente una serie de periféricos similares, la colección general es bastante específica y varios de ellos se encuentran orientados a aplicaciones muy particulares. Dentro de los periféricos más comunes encontramos:

- Generador de reloj
- Contador/Temporizador
- Entradas/Salidas de propósito general
- Comparador de voltaje
- Conversor Análogo/Digital (ADC)
- Modulador de ancho de pulsos (PWM)
- Puertos de comunicación (USB, I2C, Ethernet, etc.)

2.6. Batería

La batería es un dispositivo acumulador de energía eléctrica, haciendo uso de procesos químicos es capaz de almacenar grandes cantidades de carga en un material generalmente líquido llamado electrolito, carga que posteriormente es posible recuperar casi en su totalidad en cantidades que dependen de la eficiencia de la composición química particular de la batería, el proceso de carga y el proceso de descarga.

2.6.1. Parámetros

Algunos de los parámetros eléctricos más importantes de la batería son:

- **Voltaje nominal:**
Una batería común de ácido plomo en proceso de carga posee un nivel de tensión alrededor de 14.2 V a 14.5 V, recién cargada posee una tensión de alrededor de 13.2 V, una tensión normal de trabajo de entre 12.6 V y 12.8 V y una tensión mínima a plena descarga de alrededor de 10.5 V.
- **Capacidad de corriente:**
Define el valor de corriente constante que la batería está en capacidad de entregar sin perjudicar sus componentes químicos reduciendo su vida útil, ni perder eficiencia de manera considerable.
- **Capacidad de carga:**
Representa la capacidad de almacenamiento de energía de la batería, suele emplearse la unidad Amperios-Hora la cual representa el tiempo aproximado que le tomará a la batería descargarse, si se le extrae una corriente determinada, durante un tiempo determinado. La energía almacenada en la batería se puede calcular fácilmente empleando la formula $E = V_{medio} * I * t$.
- **Resistencia:**
Es la resistencia equivalente que se observa a la salida de la batería, debido a la composición de los materiales internos y los puntos de conexión dentro del acumulador. Para baterías ácido-plomo esta resistencia es adecuadamente pequeña, con valores cercanos a centésimas de ohmio.
- **Eficiencia:**
Consiste en la relación entre la energía recibida durante el proceso de carga y la energía entregada durante la descarga. Para baterías ácido-plomo la eficiencia se encuentra alrededor del 90%.

2.6.2. Construcción

En la figura 15 se puede observar la construcción de una batería común de Acido-Plomo, sus componentes más relevantes son:

- 1) **Electrolito:**
Fluido generalmente líquido, algunas veces gelificado o absorbido, que almacena carga químicamente en forma de iones. Generalmente es una solución de ácido sulfúrico diluida en agua.
- 2) **Rejillas:**
Elemento estructural usado para soporta la materia activa, generalmente la rejilla está compuesta por una aleación de plomo con algún agente endurecedor.

3) Placas o electrodos:

Consiste en un material activo contenido en las rejillas, el terminal positivo está compuesto de dióxido de plomo, el terminal negativo esta hecho de plomo esponjoso comúnmente dopado con sustancias como por ejemplo sulfato de bario.

5) Separadores:

Láminas aislantes colocadas entre los electrodos de polaridad opuesta para evitar cortos. Se suele emplear material de fibra de vidrio o PVC.

6) Carcasa:

Es la cubierta que encierra el fluido electrolítico y da soporte a la estructura general de la batería, suele estar hecho de plásticos endurecidos, ebonita entre otros. En la parte inferior de la carcasa se deja un espacio de forma que la materia activa desprendida a lo largo del tiempo se acumule.

7) Conectores:

Son piezas empleadas para interconectar los distintos elementos de la batería.

8) Terminales:

Cumplen la función de facilitar al usuario la conexión externa con la batería, se fabrican generalmente con aleaciones de plomo.

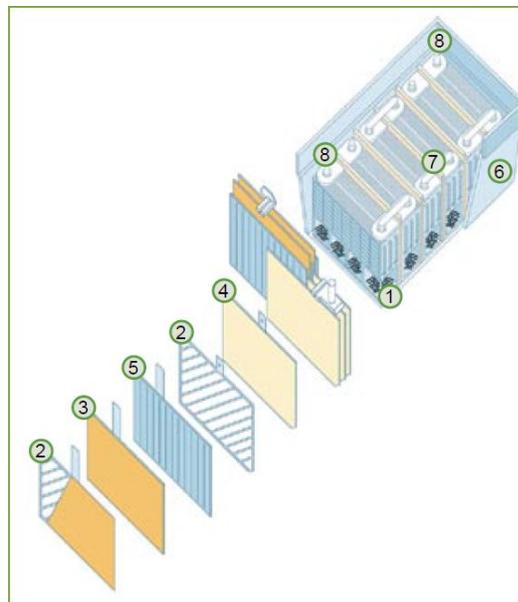


Fig. 16. Partes de una batería Acido-Plomo

3. ESPECIFICACIONES

3.1. Sistema General

El Sistema debe ser capaz de obtener energía eléctrica desde una fuente arbitraria, identificar el punto de máxima transferencia de potencia e incorporar la mayor cantidad posible energía al sistema acumulador, esto es, una conversión de alta eficiencia. Tanto la fuente como el acumulador deben cumplir con los parámetros eléctricos dentro del rango de correcto funcionamiento del sistema, estipulados en la etapa de diseño, la curva característica de potencia la fuente debe poseer solo un máximo local para garantizar máxima eficiencia.

Supervisará la condición eléctrica y térmica del acumulador de forma que garantice un adecuado proceso de carga, además de evitar el funcionamiento en condiciones no adecuadas como energía insuficiente de la fuente, corto circuito a la salida, o acumulador fuera del rango adecuado de tensión.

Dentro del diagrama de bloques general del proyecto se contemplan 5 estructuras principales de las cuales solo el *SARES* hace parte integral del proceso de diseño:

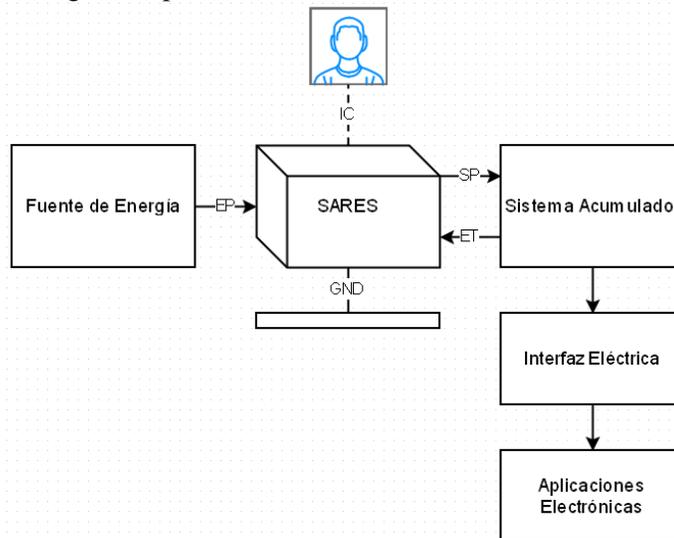


Fig. 17. Diagrama general

3.1.1. Fuente de Energía

Es la fuente de potencia con características eléctricas particulares, no estáticas. Debe poseer un máximo local de potencia único, de forma que al ser ubicado por el circuito se garantice máxima eficiencia. Entrega la energía al *SARES* por medio de la interconexión *EP*.



Fig. 18. Panel Erasmus EPS-20 empleado en el proyecto

Como se ha comentado a lo largo del documento, la labor de diseño del convertidor está orientada a gran variedad de posibilidades de forma que el sistema sea versátil, adaptable a distintas situaciones, sin embargo es importante mencionar las especificaciones particulares del panel solar que se pretende usar como fuente de energía en el prototipo real del proyecto.

Referencia	EPS-20
Potencia máxima	20 W
Voltaje máximo	17,2 V
Corriente máxima	1,17 A
Voltaje de circuito abierto	21,6 V
Corriente de corto circuito	1,33 A
Peso	2 Kg
Dimensiones	64*30*2,5 cm
Tensión máxima	1000 V
Temperatura de operación	-40°C a 85° C
Resistencia al viento	2400 Pa

Tabla 1. Especificaciones técnicas del panel Erasmus EPS-20
Intensidad de radiación: 1000 W/m², Temperatura ambiente: 25° C

3.1.2. Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar

Es el sistema diseñado a lo largo del proceso de trabajo de grado, se compone de un convertidor DC-DC, un circuito intermedio de alimentación y adquisición de datos y un microcontrolador que recopila información del estado de funcionamiento y en base a éste dirige el comportamiento de todo el sistema. Recibe la energía desde la fuente a través de la interconexión *EP* y la entrega al acumulador por medio de *SP*.

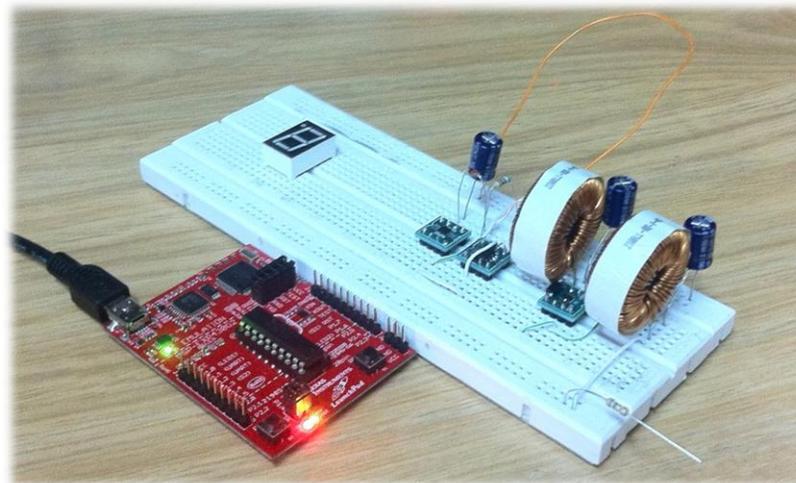


Fig. 19. SARES

3.1.3. Sistema Acumulador

Es capaz de recibir energía eléctrica en cantidades variables desde el *SARES* a través de *SP* y almacenarla de forma que esté disponible para ser usada en el futuro. Posee una característica de voltaje relativamente constante, siendo éste parámetro el encargado de definir los niveles adecuados de carga y descarga. El

proceso de carga se realiza inyectando corriente en el acumulador hasta que su potencial indique que está completamente cargado.

Para efectos del prototipo del sistema, se empleara un arreglo de dos baterías acido-plomo de baja capacidad conectadas en serie, los voltajes definidos para esté arreglo son de 20 V completamente descargado, 28 V completamente cargado (10 V - 14 V por cada batería).



Fig. 20. Batería Acido-Plomo empleada en el proyecto

Referencia	EPS-20
Voltaje máximo	15 V
Corriente máxima	5 A
Capacidad de carga	5 Ah
Peso	2 Kg
Dimensiones	18*15*6 cm
Temperatura de operación	< 85° C

Tabla 2. Especificaciones técnicas de la batería X-TRUENO

Es importante tener en cuenta que el sistema debe conectarse a un acumulador con un nivel mínimo de tensión (20 V) para que pueda funcionar adecuadamente. El sistema no realizará la carga de un acumulador completamente descargado, principalmente porque éste proceso debe realizarse en condiciones eléctricas muy particulares.

3.1.4. Interfaz Eléctrica

Sistema externo al proyecto que posee la capacidad de ajustar las características de la energía eléctrica almacenada en el acumulador, a las requeridas por las aplicaciones electrónicas de consumo. Un ejemplo puede ser un convertidor que ajuste el nivel de tensión continua a un voltaje generalmente más alto, o un inversor para alimentación de electrodomésticos tradicionales, 170 V_p , 120 V_{RMS} , 60 Hz.

3.1.5. Aplicaciones electrónicas

Son todos aquellos dispositivos que harán uso de la energía almacenada en el acumulador o entregada directamente por el SARES, pasando por la interfaz eléctrica. Comprende desde sistemas aislados, iluminación o electrodomésticos adecuados para funcionamiento con tensión continua, hasta inversores que generen tensión alterna estándar. Este componente final del proyecto no está contemplado en el proceso de diseño del trabajo de grado, pero es indispensable mencionarlo.

3.1.6. Interconexiones

Entradas análogas

- **Entrada de Potencia (Ep):** Transporta la energía desde la fuente hacia el sistema.
2 Cables (Positivo, Negativo)

$$I < 1.5 A$$

$$v < 22 V$$

$$P \leq 20 W$$

- **Entrada de Temperatura (ET):** Provee realimentación de la temperatura del acumulador desde un termistor acoplado a éste.
2 filamentos

$$I < 100 \mu A$$

$$v < 3 V$$

$$P < 0.001 W$$

Salidas análogas

- **Salida de Potencia (SG):**
2 Cables (Positivo, Negativo)

$$I < 1 A$$

$$v < 30 V$$

$$P \leq 20 W$$

- **Puesta a tierra (GND):** Debe tener conductividad adecuada para derivar corrientes muy altas generadas por descargas electrostáticas en la atmosfera.
1 Filamento
Norma Icontec NTC 2050, Código Eléctrico Colombiano (CEC).

Interfaz de usuario (IC):

- **Interruptor de encendido:** Como su nombre lo dice, es empleado para encender, apagar o reiniciar el SARES.
- **Estado del sistema:** Informa al usuario de la condición de trabajo, sus salidas digitales indicaran en un visualizador de 7 segmentos un mensaje correspondiente a:
 - Corto circuito (o voltaje de acumulador por fuera del rango de trabajo)
 - Energía insuficiente
 - Búsqueda del MPP
 - Carga del acumulador
 - Acumulador completamente cargado
- **Nivel de potencia adquirida:** Informa al usuario la cantidad de potencia adquirida instantáneamente con un valor normalizado a la potencia máxima del convertidor, representado por medio de los números del 0 al 9 en un visualizador de 7 segmentos.

3.2. Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar

El SARES se encuentra dividido funcionalmente en un bloque de protección a la entrada del circuito, el convertidor encargado de cambiar la tensión de la energía eléctrica que va desde la fuente hasta el acumulador y el microcontrolador, subsistema que controla el convertidor, supervisa el proceso de carga general y el estado de la fuente. Por último se tiene el circuito intermedio, encargado de permitir de forma

adecuada la interacción necesaria entre los bloques ya mencionados así como la alimentación del sistema digital.

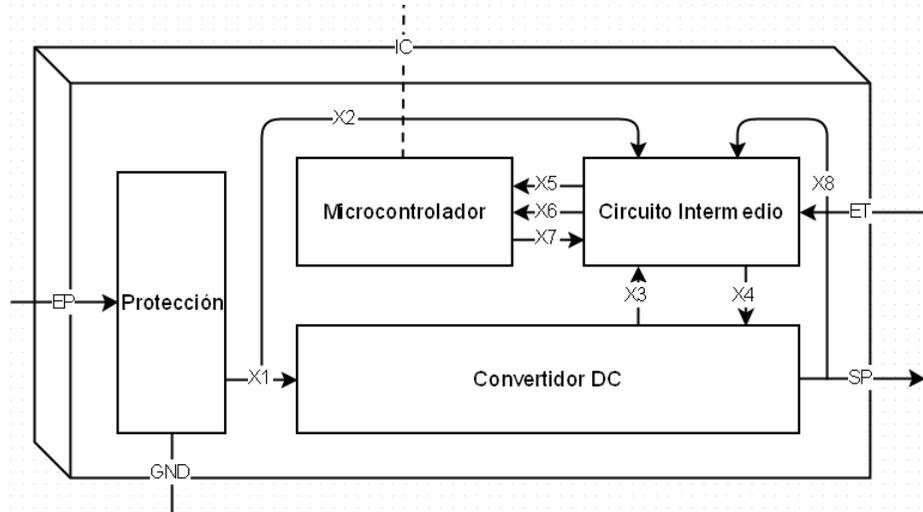


Fig. 21. Diagrama Sistema Adaptativo para Recolección de Energía Solar

3.2.1. Circuito de Protección

Consiste en una configuración de componentes eléctricos que reciben la energía adquirida de la fuente a través de *EP*, entregándola posteriormente al convertidor. Cumple el propósito de proteger el interior del sistema y principalmente al usuario final. Los componentes están diseñados para prevenir sobre-voltajes instantáneos, derivando la corriente hacia tierra y cortando el camino hacia el interior del sistema a corrientes constantes fuera del margen establecido.



Fig. 25. Arrestor por descarga de gas y fusible lento

La escogencia de especificaciones técnicas de los componentes se abordará a profundidad en la sección del documento titulada 4. Desarrollos.

Arrestor por descarga de gas	
Referencia	2031-15T-SMLF
Voltaje de descarga	60 V
Pulso de corriente	150 A
Fusible lento	
Referencia	5ST 10-R
Corriente de fusión	10 A
Tiempo de respuesta	Lento
Resistencia en frío	5 mΩ

Tabla 10. Especificaciones de los componentes del circuito de protección

3.2.2. Convertidor DC-DC

Recibe la energía desde el circuito de protección a través de la conexión *X1* y la entrega con el nivel adecuado de voltaje al acumulador, a través de *SP*. Los niveles de tensión y corriente a la salida son tomados a través de *X3* y adecuados de forma que puedan ser muestreados por el microcontrolador. El dispositivo semiconductor de conmutación del convertidor es controlado directamente por el circuito intermedio a través de *X4*.

Como se expone en la cuarta sección del documento, se llegó a la conclusión que la topología de convertidor más adecuada para las necesidades del proyecto es la configuración Boost o elevador de voltaje, con filtro de salida. Algunas de sus características principales son voltaje de salida igual o superior al voltaje de entrada, corriente de entrada y salida aproximadamente constante, voltaje de entrada aproximadamente constante.

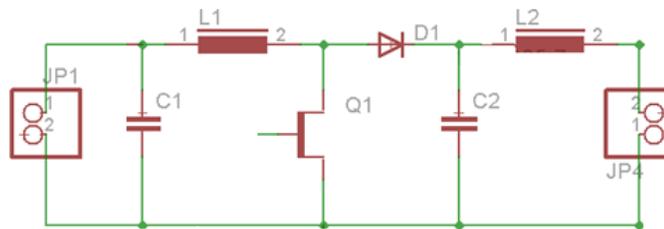


Fig. 22. Esquemático básico del convertidor

Las especificaciones del convertidor satisfacen los requerimientos seleccionados de fuente y acumulador:

Entrada	
$V_o \geq V_i$	
Potencia máxima	60 W
Voltaje máximo	36 V
Corriente pico máxima	10 A
Corriente RMS máxima	2 A
Salida	
Potencia máxima	60 W
Voltaje máximo	36 V
Corriente pico máxima	10 A
Corriente RMS máxima	2 A

Tabla 4. Especificaciones del convertidor Boost

3.2.3. Microcontrolador

Es el sistema de control digital del circuito, controla el proceso general de carga así como el ciclo útil del convertidor, señal que genera el mismo, entregándola al circuito intermedio para su adecuada aplicación al transistor Mosfet. Se emplea un kit de desarrollo de bajo costo MSP430 LaunchPad, que trabaja con un microcontrolador MSP430G2553, el cual entre otras cosas, cuenta con un convertidor análogo-digital con 8 canales, una salida con especificación para señal PWM y requiere muy baja potencia, lo cual permite un circuito de alimentación más simple y versátil.



Fig. 23. Kit de desarrollo MSP430 LaunchPad

Voltaje de alimentación	1.8 V - 3.6 V
Corriente de alimentación	<ul style="list-style-type: none"> - Active Mode: 230 μA @1MHz, 2.2 V - Standby Mode: 0.5 μA - Off Mode+RAM retention): 0.1 μA
Temperatura de trabajo	-40° – 85° C
Voltaje alto de salida mínimo	Vcc-0.3 V
Voltaje bajo de salida máximo	0.3 V
Modos de ahorro de energía	5
Arquitectura	RISC, 16 bits
Tiempo de instrucción	62.5 ns
Detección de bajo poder	√
Módulo Reloj	<ul style="list-style-type: none"> - Interno: f <= 16 MHz - Internobajapotencia: f = 32 kHz - Externo
Módulo Contador	2x 16 bits
Módulo Entrada/Salida	16x I/O pins
Módulo Comparador	<ul style="list-style-type: none"> - 8 canales - Referenciaexterna / interna
Módulo ADC	<ul style="list-style-type: none"> - 1x 10 bit 200ksps - 8 Canales - Referencia de voltaje interna o externa
Rango de entrada ADC	0 <= Vi <=Vcc
Memoria Flash	16 kByte
Memoria RAM	512 Byte
Empaque	PDIP x 20

Tabla 5. Especificaciones técnicas microcontrolador MSP430G2553, Texas Instruments

El microcontrolador es alimentado por el circuito intermedio a través de X5, de igual manera muestra las señales de X6 que corresponden a versiones normalizadas del voltaje y corriente de salida del convertidor (SP). X7 transporta la señal de modulación de ancho de pulso (PWM) hasta el circuito intermedio, para que éste la ajuste de forma adecuada para controlar el transistor del convertidor.

3.2.4. Circuito Intermedio

Es capaz de obtener energía tanto de la fuente, por medio de X2, como del acumulador, por medio de X8 según sea el caso, con propósito de poder garantizar el funcionamiento adecuado del microcontrolador y de sí mismo. Adquiere y normaliza las señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor por medio de X3, para entregarlas al microcontrolador a través de X6 y a su vez recibe la señal PWM que procede a acondicionar y entregar al convertidor por medio de X4.

4. DESARROLLOS

4.1. Interconexión

Los componentes de las interconexiones *EP*, *SP* y *GND* deben ser cuidadosamente escogidos de forma que la eficiencia general no se vea afectada considerablemente por pérdidas óhmicas en los conductores o en los terminales de conexión, es por esto que se especifica las características deseadas en estos enlaces según la norma Icontec NTC 2050, también conocida como Código Eléctrico Colombiano (CEC). Dado que los niveles de tensión empleados en el prototipo son bajos, solo se tendrá en cuenta la corriente nominal que fluye por estos:

- **GND:** Sección transversal igual superior a 13.29 mm^2 (6 AWG), instalación de no más de 2 metros.
- **EP y SP:** $i < 2 \text{ A}$ por lo cual se especifica un calibre 18 AWG o superior.
- **ET:** Corriente despreciable, se recomienda un par trenzado común UTP.
- **Terminales:** Se emplearan terminales de tornillo que ofrecen baja resistividad, agarre permanente y amplia área de contacto.

4.2. Circuito de Protección

Con propósito de garantizar la seguridad del usuario final y por ende del circuito, se implementa una salida de conexión a tierra, un dispositivo protección de sobre voltaje de alta velocidad que derive rápidamente las corrientes generadas debido a una tensión superior a la contemplada y un fusible de respuesta lenta que soporte picos de corriente que pudieren generarse por estados transitorios del circuito, pero lo aisle en caso de percibir una corriente constante superior a la que los componentes del convertidor pueden soportar. Los parámetros críticos a tener en cuenta acerca de estas protecciones son:

- Para la protección de sobre-voltaje (*P1*): $v_{rup} > 40 \text{ V}$
- Para el fusible (*P2*): $i_{fus} > 2 \text{ A}$, respuesta lenta, resistencia despreciable.

Realizando una comparación de componentes con base en los criterios anteriormente expuestos y considerando el costo como aspecto importante, se escogieron las protecciones que más se ajustaban a los requerimientos definidos.

4.2.1. Arrester por descarga de gas:

Marca	Bourns Inc.
Número de parte	2031-15T-SMLF
Descripción	GAS TUBE 60V 1KA 2POLE SMD
Hoja de datos	2031T-Series
Voltaje de descarga continua	60 V
Corriente pulso de descarga	150 A (10/700 μs)
Polos	2
Costo unitario	1.31 USD
Costo en grandes cantidades	0.564 USD (2.5 ku)

Tabla 6. Especificaciones del arrester por descarga de gas 2031-15T-SMLF

4.2.2. Fusible de reacción lenta

Marca	Bel Fuse Inc.
Número de parte	5ST 10-R
Descripción	FUSE SLOW 250VAC 10A 5X20
Hoja de datos	5ST, 5STP Series
Tipo	Cartucho, vidrio
Especificación de corriente	10 A
Especificación de voltaje AC	250 V
Tiempo de respuesta	Lento
Capacidad de ruptura	10 A
Coefficiente de fusión I ² t	439
Temperatura de trabajo	-55° – 125°C
Resistencia en frío	5 mΩ
Costo unitario	0.22 USD
Costo en grandes cantidades	0.096 USD (5ku)

Tabla 7. Especificaciones del fusible de reacción lenta 5ST 10-R

4.3. Convertidor DC-DC

Tras un proceso de análisis comparativo, se realizó una selección previa de convertidores con base en los requisitos indispensables para el circuito, como lo son buena eficiencia y corriente de entrada constante. Los candidatos más prometedores fueron:

Convertidor	Semiconductores	Ganancia	L	C	Corriente de salida
Buck con filtro de entrada	2	$A \leq 1$	2	2	Constante
Boost con filtro de salida	2	$A \geq 1$	2	2	Constante
Buck-Boost con filtro de entrada	2	$0 > A > -\infty$	2	2	Pulsos
Cuk	2	$0 > A > -\infty$	2	2	Constante
Sepic	2	$0 \leq A < \infty$	2	2	Pulsos

Tabla 8. Cuadro comparativo básico de convertidores DC-DC

Teniendo en cuenta la cantidad de componentes necesarios y simplicidad que se desea en el circuito convertidor se decide emplear un convertidor Boost el cual permitirá una corriente de entrada prácticamente constante, buena eficiencia, caracterización simple del funcionamiento dinámico, aprovechamiento de la energía de la fuente aún en condiciones de baja disponibilidad y versatilidad de reemplazo de los componentes en caso de ajuste del convertidor a un nuevo sistema (mayor corriente nominal).

Los componentes básicos del convertidor se calcularán analíticamente de forma que el resultado sea válido para distintas configuraciones eléctricas de panel y acumulador, siempre y cuando se satisfaga la condición de ganancia requerida ($v_{fuente} \leq v_{acumulador}$), permitiendo la adaptación del sistema a condiciones muy variadas sin necesidad de llevar a cabo todo un proceso de rediseño.

4.3.1. Diseño del convertidor

La serie de criterios a tener en cuenta al momento de escoger los valores nominales de los componentes permite una gran libertad, al final lo que se busca es un equilibrio tal que los aspectos fundamentales de funcionamiento se satisfagan de forma óptima.

Los principales criterios para un convertidor de éste tipo son:

- **Alta eficiencia:**
 - Componentes pasivos como alambres y vías del circuito impreso que no generen pérdidas considerables.
 - Componentes activos con alto factor de calidad, reduciendo las pérdidas óhmicas.
 - Interruptores rápidos, de baja resistividad en modo conducción y alta impedancia en corte.
 - Baja frecuencia y conmutación rápida reduciendo las pérdidas por conmutación.
 - Corrientes de rizado relativamente pequeñas de modo que las pérdidas óhmicas en los condensadores se minimicen.
- **Durabilidad:**
 - Leve disipación de potencia y bajas temperaturas de trabajo en los componentes del convertidor.
 - Corrientes de rizado relativamente pequeñas, conservando la vida útil de los capacitores.
- **Bajo costo**
 - Teniendo como primer requisito la calidad de los componentes, buscar la mayor economía posible.

Inicialmente identificamos los valores limitantes del sistema, tanto entrada como salida:

Panel Solar	Arreglo de baterías
$t_{max} = 85^{\circ} C$	$t_{max} = 50^{\circ} C$
$v_{min} = 0 V$	$v_{min} = 20 V$
$v_{max} = 21.6 V$	$v_{max} = 28 V$
$i_{min} = 0 A$	$i_{min} = 0 A$
$i_{max} = 1.33 A$	
$P_{max} = 20 W$	

Tabla 9. Valores máximos recomendados o especificados de fuente y acumulador

Recordando el desarrollo realizado en el marco teórico del documento, tenemos para una topología simple de convertidor Boost:

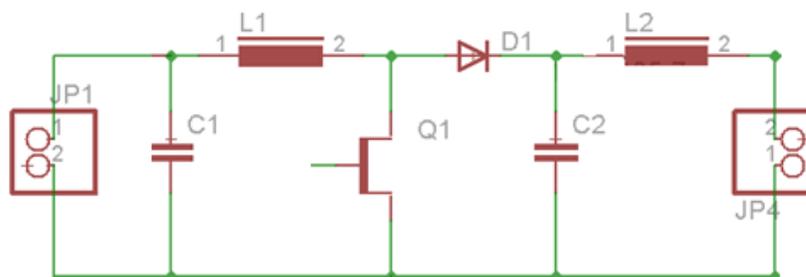


Fig. 24. Esquemático básico del convertidor Boost

$$\begin{aligned}
v_L &= L \frac{di_L}{dt} \\
T_{on} &= DT \\
T_{off} &= (1 - D)T \\
\text{Interruptor Encendido: } \Delta i_{Lon} &= \int_0^{DT} \frac{v_i}{L} dt = \frac{v_i}{L} DT \\
\text{Interruptor apagado: } \Delta i_{Loff} &= \int_{DT}^T \frac{(v_i - v_o)}{L} dt = \frac{(v_i - v_o)}{L} (1 - D)T \\
A &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D}
\end{aligned}$$

Se escoge una frecuencia de trabajo baja, con propósito de reducir las pérdidas por conmutación, sin embargo la variación en la corriente es proporcional al período, por lo cual la frecuencia debe ser suficientemente alta tal que permita un cambio pequeño en la corriente, facilitando el uso de un inductor de proporciones razonables. Se define a priori, una frecuencia de conmutación de:

$$f = 50kHz, T = 20\mu s$$

Con propósito de mantener la fuente en un rango muy cercano al punto de máxima transferencia de potencia y permitir un amplio funcionamiento del convertidor en modo continuo, se define una variación de la corriente alrededor del 10% de la corriente máxima en condiciones óptimas de radiación ($1000 W/m^2$), la cual corresponde a 1.33 A.

$$\Delta i_L \approx 130 mA$$

Teniendo el periodo de trabajo y la variación deseada de la corriente, calculamos el valor aproximado de la inductancia en el peor de los casos:

$$\begin{aligned}
D &= 1 - \frac{v_i}{v_o} \\
\Delta i_{Lmax} = 130 mA &= \frac{v_i}{L} DT = \frac{v_i}{L} \left(1 - \frac{v_i}{v_{o max}}\right) T = \frac{v_i}{L} \left(1 - \frac{v_i}{28 V}\right) 20 \mu s
\end{aligned}$$

Recorriendo la función $f = v_i(1 - v_i/28)$ con v_i entre 0 y 22 observamos que tiene un máximo global en $\frac{d}{dv_i}(v_i - v_i^2/28) = 0 \rightarrow v_i = 14 V$. Evaluamos la expresión de forma que en el peor de los casos la variación de corriente sea 130 mA:

$$L = 14 V \left(1 - \frac{14 V}{28 V}\right) \frac{20 \mu s}{130 mA} = 1.08 mH$$

Al usar un inductor de 1mH, tenemos una variación de corriente de 140mA en el peor de los casos, por lo cual la corriente media mínima que puede aceptar el convertidor sin entrar en modo discontinuo es de $\Delta i_L/2 = 70 mA$.

La variación en el voltaje de entrada depende de la variación en la corriente ya definida y de la constante capacitiva, que es inversamente proporcional al cambio en el voltaje. Consultando capacitores de alta calidad y haciendo una comparativa de costos se define un valor nominal de $100 \mu F$. Asumiendo una corriente prácticamente constante que ingresa al acumulador, en el peor de los casos el condensador permitirá una variación de voltaje de:

$$\Delta v_c = \frac{1}{C} \int_0^{DT} i_L dt = \frac{\Delta i_L DT}{2C}$$

$$\Delta v_c = \frac{140 \text{ mA} \left(1 - \frac{14 \text{ V}}{28 \text{ V}}\right) 20 \mu\text{s}}{200 \mu\text{F}} = 7 \text{ mV}$$

Es importante tener en cuenta en este punto que debido a la existencia de una resistencia equivalente no nula, ubicada en serie dentro de los capacitores reales, la mayor parte de la variación de voltaje apreciable se debe a la caída de tensión sobre la resistencia indeseada, generada por la corriente que entra y sale del componente.

4.3.2. Simulaciones del circuito ideal

Se emplea el programa PSIM, orientado a simulación de circuitos de potencia, para realiza un modelo ideal del circuito a manera de validación de la teoría desarrollada en la etapa de diseño, se analizará los tiempos y niveles de las variables de estado confirmando los resultados obtenidos.

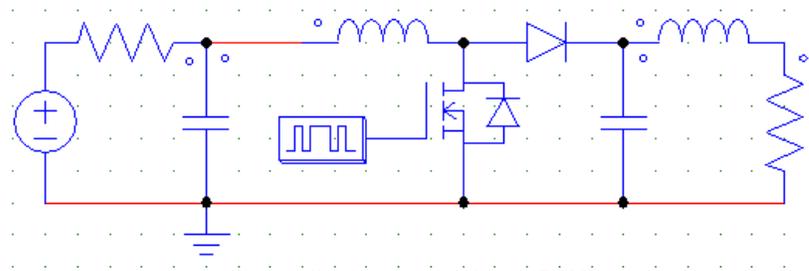


Fig. 26. Circuito del convertidor en PSIM

Se ajusta la carga, el voltaje de entrada y el ciclo útil para simular el caso analizado previamente, en el cual se calculaban variaciones en voltaje y corriente máximas ($v_i = 14 \text{ V}$, $D = 50\%$, $R = 40 \Omega$).

En la figura podemos observar la forma de la señal de corriente y voltaje sobre el transistor, en estado estable:

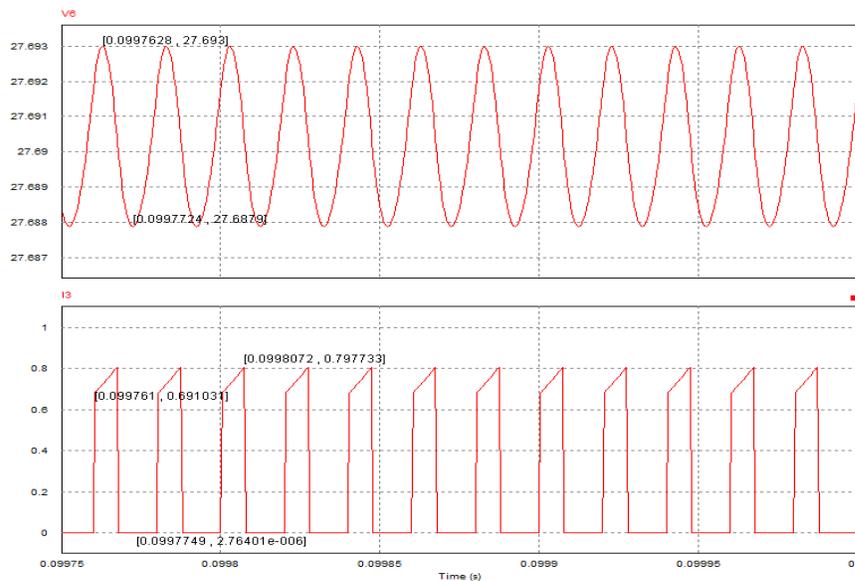


Fig. 27. Voltaje y corriente en el transistor. [s] vs [V] & [A]

Observamos voltaje y corriente desde la fuente, voltaje y corriente hacia el acumulador en estado estable:

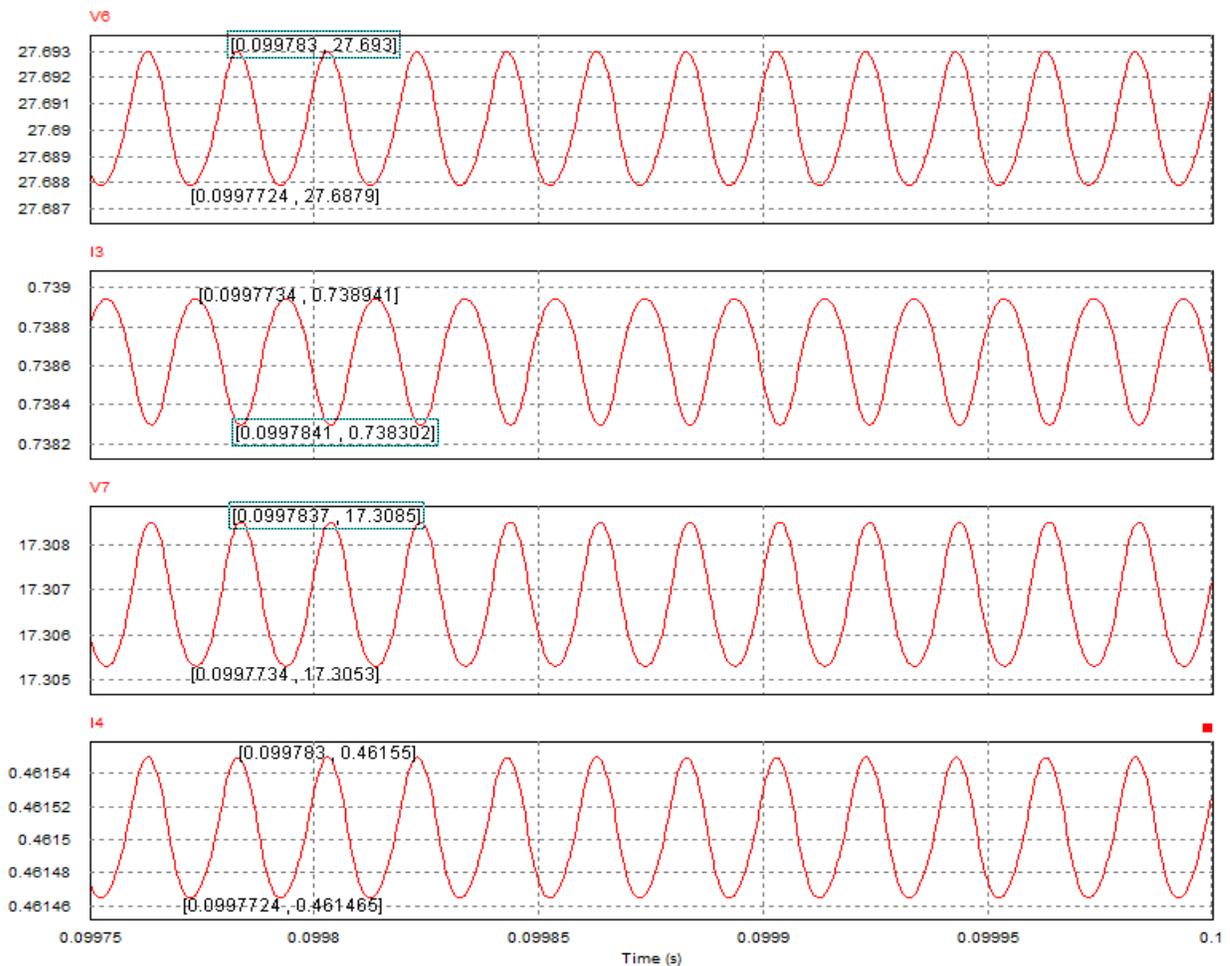


Fig. 28. Voltaje y corriente a la entrada y salida del circuito. [s] vs [V] & [A]

Podemos observar que los valores de las variables de estado están dentro del rango esperado, la variación en la corriente sobre el transistor en modo de corte sigue un patrón senoidal debido al filtro de salida, la carga de corriente en la bobina transcurre de forma esperada y la entrada posee una variación de voltaje y corriente acorde con lo calculado.

4.3.3. Selección de los componentes

Se seleccionaron los componentes más adecuados disponibles en el mercado, teniendo en cuenta el valor nominal calculado previamente, los criterios expuestos a continuación para cada parte, haciendo énfasis principalmente en minimizar el costo general.

4.3.3.1. Capacitor

Los criterios básicos a tener en cuenta en la escogencia de un capacitor adecuado son el valor nominal ($100 \mu F$), la característica de voltaje que soporta ($v_{nom} > 35 V$) y la composición. En aplicaciones de potencia o altas corrientes, la resistencia serie del componente también es un criterio sumamente importante así como la vida útil. Se escogió un condensador electrolítico con muy baja resistencia serie:

Marca	Panasonic ElectronicComponents
Número de parte	EEU-FR1H101B
Descripción	CAP ALUM 100UF 50V 20% RADIAL
Hoja de datos	EEU-FR Series Brief
Capacitancia	100 μ F
Especificación de voltaje	50 V
Tolerancia	20%
Vida útil	6000 Hrs @ 105° C
Temperatura de trabajo	-40° – 105° C
Corriente de rizado	870 mA
Impedancia	61 m Ω
Costo unitario	0.68 USD
Costo en grandes cantidades	0.255 USD (500u)

Tabla 11. Especificaciones del capacitor electrolítico EEU-FR1H101B

4.3.3.2. Inductor

Tanto el inductor de entrada como el del filtro de salida poseen características de corriente muy similares ($i_{nom} > 2 A$), el mismo valor nominal (1 mH) y deben ser escogidos de tal forma que su frecuencia de resonancia sea lejana y tenga una resistencia óhmica mínima:

Marca	Bourns Inc.
Número de parte	2300LL-102-V-RC
Descripción	INDUCTOR TOROID 1000UH 15% VERT
Hoja de datos	2300LL Series
Tipo	Toroidal sin blindaje
Inductancia	1 mH
Especificación de corriente	3.5 A
Corriente de saturación	>3.5 A
Tolerancia	15%
Impedancia DC	137 m Ω max
Temperatura de trabajo	-55° – 125° C
Corriente de rizado	870 mA
Frecuencia de prueba	1 kHz
Costo unitario	3.75 USD
Costo en grandes cantidades	2.217 USD (250 u)

Tabla 12. Especificaciones del inductor toroidal2300LL-102-V-RC

4.3.3.3. Transistor

El transistor es el componente activo más importante del convertidor, en muchos casos puede ser la principal fuente pérdidas del circuito debido al proceso de conmutación. Las pérdidas en el transistor se dan principalmente durante los cortos tiempos de transición en los cuales el interruptor se cierra, la corriente en el transistor empieza a reducirse hasta llegar a cero, sin embargo la tensión sobre los

terminales de éste no es nula, disipando así una cantidad de potencia considerable; de igual manera sucede durante el tiempo de encendido del transistor.

La velocidad de conmutación depende de la construcción particular del transistor, por lo cual es importante escoger un componente especialmente rápido, sin embargo también depende de factores tales como la velocidad de la señal de control y su capacidad de corriente, puesto que si bien se escoge un transistor de efecto de campo MOSFET, el cual posee una resistencia de entrada del orden de decenas de mega ohmios, existen capacitancias parasitas en la entrada de control, las cuales para cargarse rápidamente requieren cantidades elevadas de corriente.

Por último cabe mencionar la importancia del nivel de tensión de la señal de control, puesto que una señal de tensión insuficiente puede hacer funcionar al transistor en conducción con resistencia considerable, o una resistencia no adecuadamente alta en modo de corte.

El transistor MOSFET escogido cumple con los requisitos básicos del circuito ($V_{DSmax} > 35 V$, $i_{DSmax} > 2 A$), cuenta con un voltaje de transición dentro del rango adecuado de funcionamiento del sistema de control, una baja resistencia en modo de conducción y principalmente cuenta con tiempos de subida y bajada rápidos gracias a capacitancias parasitas muy reducidas.

Marca	International Rectifier
Número de parte	IRLML0060TRPBF
Descripción	MOSFET N-CH 60V 2.7A SOT-23-3
Hoja de datos	IRLML0060TRPBF
Tipo	MOSFET N-Channel, Metal Oxide
Voltaje Drain-Source	60 V
Corriente continua	2.5A@35° C
Resistencia encendido	92 mΩ@2.7A,10 V
Voltaje de transición	2.5 V
Carga de Gate	2.5 nC
Capacitancia de entrada	290 pF
Tiempo de subida	6.4 ns*
Tiempo de bajada	4.2 ns*
Disipación de potencia	1.25 W
Costo unitario	0.59 USD
Costo en grandes cantidades	0.165 USD (1 ku)

Tabla 13. Especificaciones del transistor Mosfet IRLML0060TRPBF
Medido en condiciones $V_{ds}=30 V$, $I_d=1 A$, $R_g=6.8 \Omega$, $V_{gs}=4.5 V$

4.3.3.4. Diodo

Si se escoge un diodo adecuadamente rápido, la velocidad de conmutación deja de ser un problema para éste semiconductor, sin embargo en aplicaciones que empleen corrientes considerables, el voltaje de conducción en directa del diodo es un problema serio. Es importante en este tipo de aplicaciones usar componentes con muy baja caída de tensión en directa, los diodos Schottky poseen esta característica, pues su construcción permite caídas inferiores a los 200 mV con corrientes de alrededor de 1 A.

El componente escogido soporta más de 35 V y corrientes de 2 A cumpliendo con el requisito de funcionamiento.

Marca	ComchipTechnology
Número de parte	CDBA340L-G
Descripción	DIODE SCHOTTKY 40V 3A
Hoja de datos	CDBA3(20-40)L-G
Tipo	Schottky
Voltaje inverso de ruptura	40 V
Corriente continua	3 A
Voltaje en directa	400 mV@3 A
Velocidad	Fastrecovery
Corriente de fuga	1.5 mA@40 V
Costo unitario	0.248 USD
Costo en grandes cantidades	0.221 USD (125 ku)

Tabla 14. Especificaciones del diodo Shottky CDBA340L-G

Aunque el cálculo de valores nominales realizado en el proceso de diseño del convertidor fue enfocado a las especificaciones particulares de fuente y acumulador empleados en el prototipo, el cálculo es especialmente válido para una configuración muy común:

- Fuente con mayor capacidad de corriente, voltaje de en un rango similar (alrededor de 12 V).
- Acumulador con 2 baterías en serie y n baterías en paralelo.

De esta manera es posible adecuar el mismo sistema para funcionar en una configuración de capacidad mucho mayor únicamente realizando nuevamente la selección de componentes como los inductores, el transistor y el diodo, se deben elegir componentes de igual valor nominal pero mayor capacidad de corriente, seleccionados bajo los mismos criterios expuestos.

4.3.4. Cálculo de pérdidas

Debido a que la eficiencia es un aspecto crítico del SARES se procede a calcular las pérdidas del circuito convertidor Boost, para lo cual es necesario identificar los comportamientos no ideales de los componentes, niveles de voltaje y corriente, todo esto en el caso de máxima potencia, de forma que se pueda establecer una cota superior a la eficiencia general.

Se empleará la información acerca de las condiciones eléctricas en el máximo punto de potencia (MPP) de la fuente cuando se encuentra en condiciones ideales de radiación (1000 W/m^2), para calcular los niveles relevantes para cada componente, tenemos:

$$v_{mpp} = 17.2 \text{ V}, i_{mpp} = 1.17 \text{ A}$$

La corriente por el primer inductor corresponde a la corriente del panel junto con la variación característica del convertidor:

$$i_{L1 \text{ RMS}} = \overline{i_{L1}} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} + \Delta i_{L1 \text{ RMS}} = 1.17 \text{ A} - 70 \text{ mA} + \frac{140 \text{ mA}}{\sqrt{3}} \approx 1.18 \text{ A}$$

Como se observó al realizar el cálculo de Δv , Δi es en su mayoría asumida por el capacitor de entrada, adicionalmente sabemos que esta corriente posee valor medio nulo.

$$\Delta v_i = 7 \text{ mV} \rightarrow \Delta i_i \approx 0$$

$$i_{C1} = i_i - i_{L1} \approx \Delta i_{L1} \rightarrow i_{C1 \text{ RMS}} \approx \frac{140 \text{ mA}}{\sqrt{3}} = 80.83 \text{ mA}$$

Los niveles de tensión y corriente en los siguientes componentes del circuito dependen de la condición de carga del acumulador, se asume un caso en el que el acumulador está completamente descargado, maximizando así la corriente media de salida y con ella las pérdidas.

$$v_o \text{ RMS} = 20 \text{ V}, i_o \text{ RMS} \approx \frac{20 \text{ W}}{20 \text{ V}} = 1 \text{ A}, D = 1 - \frac{v_i}{v_o} \approx 0.14$$

La corriente por el transistor se asume cero durante el tiempo de corte, inicialmente se calculará su consumo de potencia por conducción, posteriormente por conmutación.

$$i_Q \text{ RMS} \approx i_{L1 \text{ RMS}} D = 1.18 \text{ A} * 0.14 = 165 \text{ mA}$$

La corriente eficaz en el inductor de salida será la misma que en la carga, la cual calculamos asumiendo un convertidor de buena eficiencia.

$$i_{L2 \text{ RMS}} \approx 1 \text{ A}$$

La corriente del diodo corresponde a la corriente que pasa por L_1 mientras el interruptor permanezca en corte y cero el resto del tiempo.

$$i_D \text{ RMS} \approx i_{L1 \text{ RMS}} (1 - D) = 1.18 \text{ A} * (1 - 0.14) = 1 \text{ A}$$

Por último, para calcular la corriente del capacitor de salida planteamos el nodo respectivo:

$$i_{C2} = i_D - i_{L2}$$

Como vemos, el capacitor asume la corriente de salida mientras el interruptor se encuentre encendido, podemos analizar la corriente que fluye del diodo como una señal aproximadamente rectangular con una magnitud que va de 0 a 1 A, con una frecuencia fundamental $f_s = 50 \text{ kHz}$, el filtro posee una frecuencia de corte en $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 500 \text{ Hz}$, por lo cual calculamos una atenuación de 20 dB por cada orden de magnitud, para una atenuación de la componente fundamental cercana a 100.

Observamos que en éste caso la señal de corriente a la salida tendrá una variación de alrededor del 1% y con esto calculamos la corriente del condensador, aproximando a una corriente constante durante el tiempo que el interruptor permanezca en corte:

$$Q_{on}: i_{C2} = -i_{L2} \approx 1 \text{ A}$$

La corriente media en el condensador debe ser cero en estado estable, por lo cual sabemos que en el período de encendido del transistor la corriente por el condensador debe ser tal que se conserve éste principio:

$$i_{C \text{ Qoff}} * t_{off} = i_{C \text{ Qon}} * t_{on} \rightarrow i_{C \text{ Qoff}} = \frac{i_{C \text{ Qon}} * t_{on}}{t_{off}} = \frac{1 \text{ A} * 0.14}{(1 - 0.14)} \rightarrow Q_{off}: 162.8 \text{ mA}$$

$$i_{C2\text{ RMS}} = 1\text{ A} * 0.14 + 162.8\text{ mA} * (1 - 0.14) = 280\text{ mA}$$

4.3.4.1. Pérdidas por conducción

Para el capacitor C1:

$$P_{C1} = R_{C1} * i_{C1\text{ RMS}}^2 \approx 399\ \mu\text{W}$$

Para el inductor L1:

$$P_{L1} = R_{L1} * i_{L1\text{ RMS}}^2 \approx 191\text{ mW}$$

Para el inductor Q:

$$P_Q = R_Q * i_{Q\text{ RMS}}^2 \approx 2.5\text{ mW}$$

Para el inductor L2:

$$P_{L2} = R_{L2} * i_{L2\text{ RMS}}^2 \approx 137\text{ mW}$$

Para el capacitor C2:

$$P_{C2} = R_{C2} * i_{C2\text{ RMS}}^2 \approx 4.78\text{ mW}$$

Para el diodo D:

$$P_D = V_D * i_{D\text{ RMS}} \approx 0.28\text{ V} * 1\text{ A} = 280\text{ mW}$$

4.3.4.2. Pérdidas por conmutación

Comúnmente son la principal fuente de pérdidas en un convertidor de éste tipo, el cálculo de los tiempos de conmutación no suele ser acertado en muchos casos debido a que la mayor parte de los retardos y oscilaciones tienen origen en el circuito anterior, que controla la compuerta del transistor, haciendo que el tiempo real de conmutación sea muy superior al especificado por el fabricante del semiconductor.

Aproximando linealmente la transición de corte a conducción y viceversa, hallamos un valor muy aproximado de la potencia que se disipará por conmutación, para el tiempo de subida tenemos:

$$v_{ds}(t) = \frac{v_p t}{T_r}, i_{ds} = \frac{I_p(T_r - t)}{T_r}$$

Para el tiempo de bajada tenemos:

$$v_{ds}(t) = \frac{v_p(T_f - t)}{T_f}, i_{ds} = \frac{i_p t}{T_f}$$

Hallamos la potencia media disipada debido al proceso de conmutación:

$$P_Q = \frac{1}{T_s} (P_{Qr} + P_{Qf}) = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_r} \frac{v_p t}{T_r} * \frac{I_p(T_r - t)}{T_r} dt + \int_0^{T_f} \frac{v_p(T_f - t)}{T_f} * \frac{i_p t}{T_f} dt \right)$$

$$P_Q = 50k \left(\int_0^{6.4n} \frac{17.2t}{6.4n} * \frac{1.17(6.4n - t)}{6.4n} dt + \int_0^{4.2n} \frac{17.2(4.2n - t)}{4.2n} * \frac{1.17t}{4.2n} dt \right)$$

$$P_Q = 50\text{ k}(21.46\text{ n} + 14.09\text{ n}) = 1.778\text{ mW}$$

Sin embargo los tiempos de conmutación reales suelen ser un orden de magnitud por encima de los empleados en los cálculos, resultando en una disipación considerable.

4.3.4.3. Eficiencia

Posterior al cálculo de las pérdidas de cada componente del circuito procedemos al cálculo de la eficiencia máxima teórica que se obtendrá:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{20\text{ W} - \sum P_x}{20\text{ W}} = \frac{20\text{ W} - 0.618\text{ W}}{20\text{ W}} \approx 96\%$$

4.3.5. Simulación circuito con pérdidas

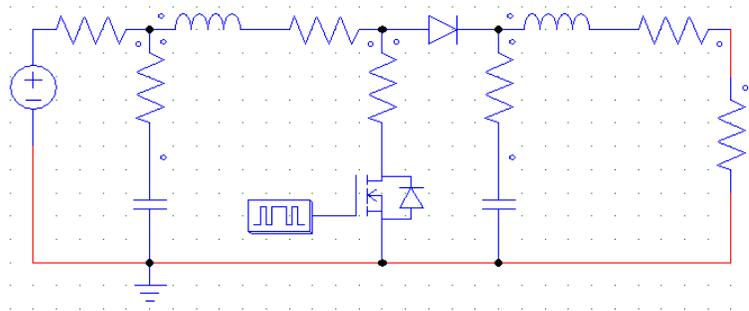


Fig. 29. Convertidor Boost con componentes no ideales

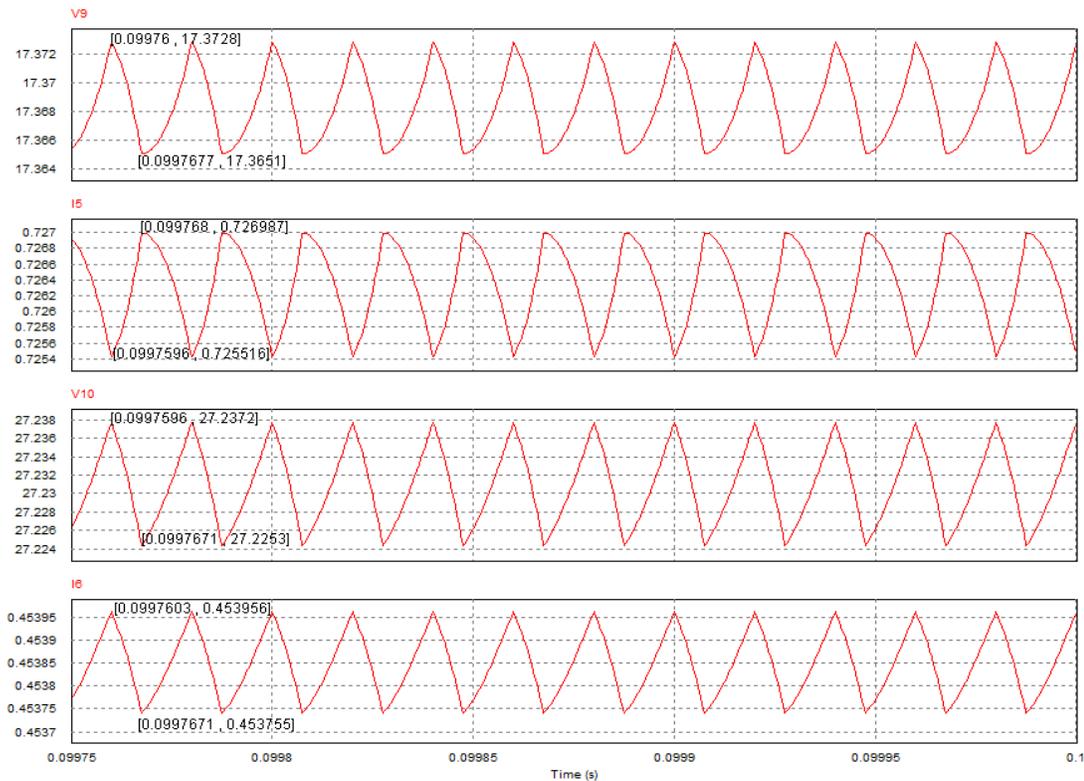


Fig. 30. Voltaje y corriente a la entrada y salida del circuito . [s] vs [V], [A] & [W]

Se aprecia el efecto de las resistencias de los componentes, aunque son mínimas en todos los casos, las formas de onda se ven afectadas por la caída de tensión en estas, así mismo se observa la pérdida de potencia a la salida gracias a los consumos individuales.

Se observará los voltajes, corrientes y potencias instantáneas sobre las resistencias indeseadas de cada componente:

Capacitor C1:

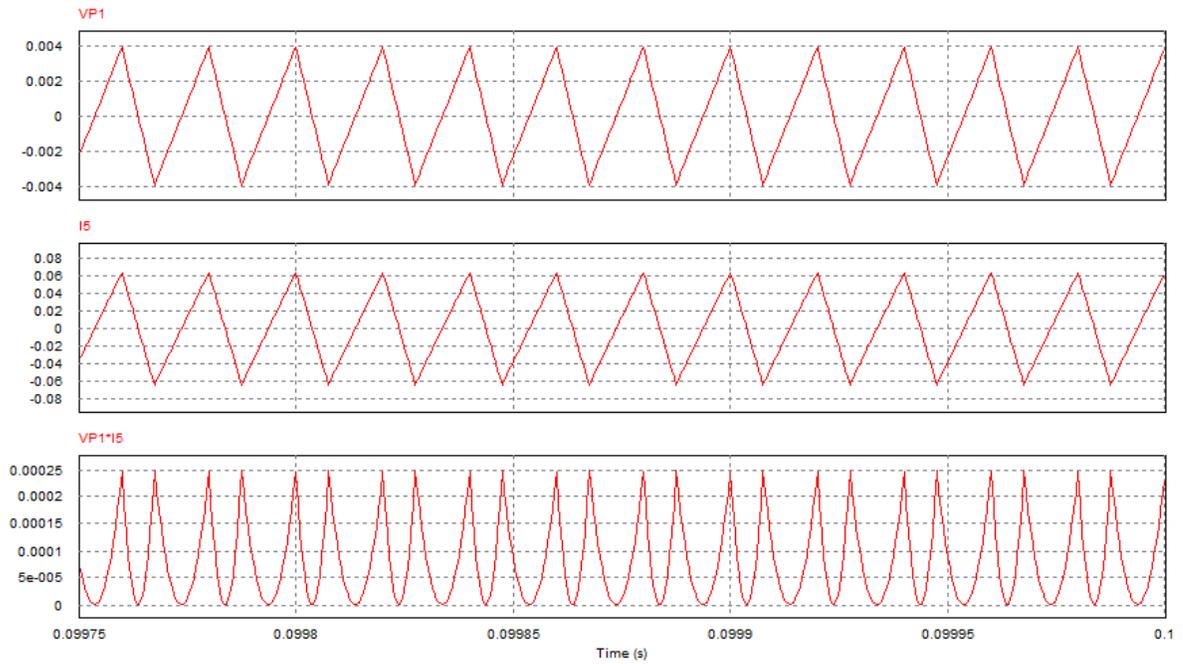


Fig. 31. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de C1. [s] vs [V], [A] & [W]

Para el inductor L1:

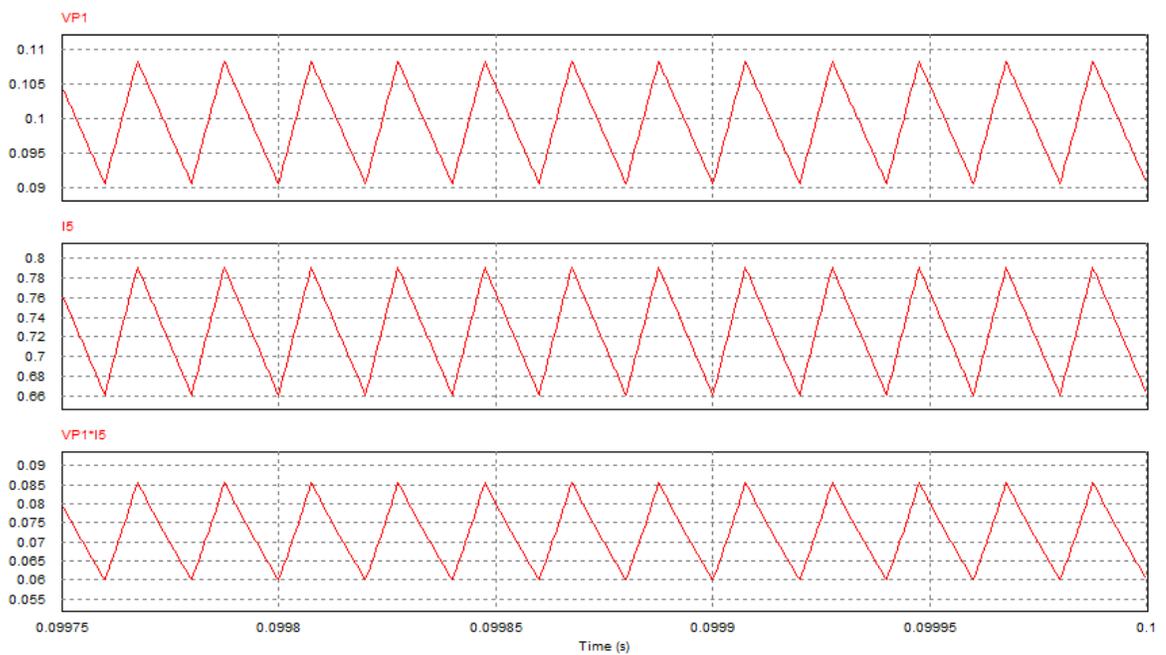


Fig. 32. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de L1. [s] vs [V], [A] & [W]

Para el inductor Q:

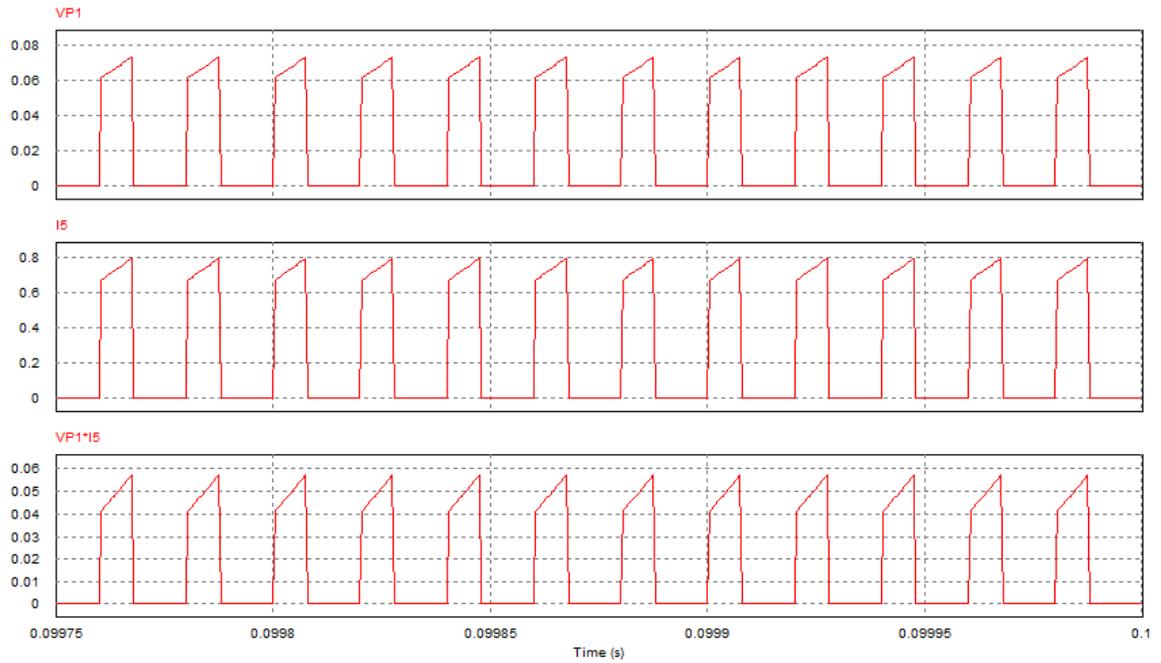


Fig. 33. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de Q. [s] vs [V], [A] & [W]

Para el inductor L2:

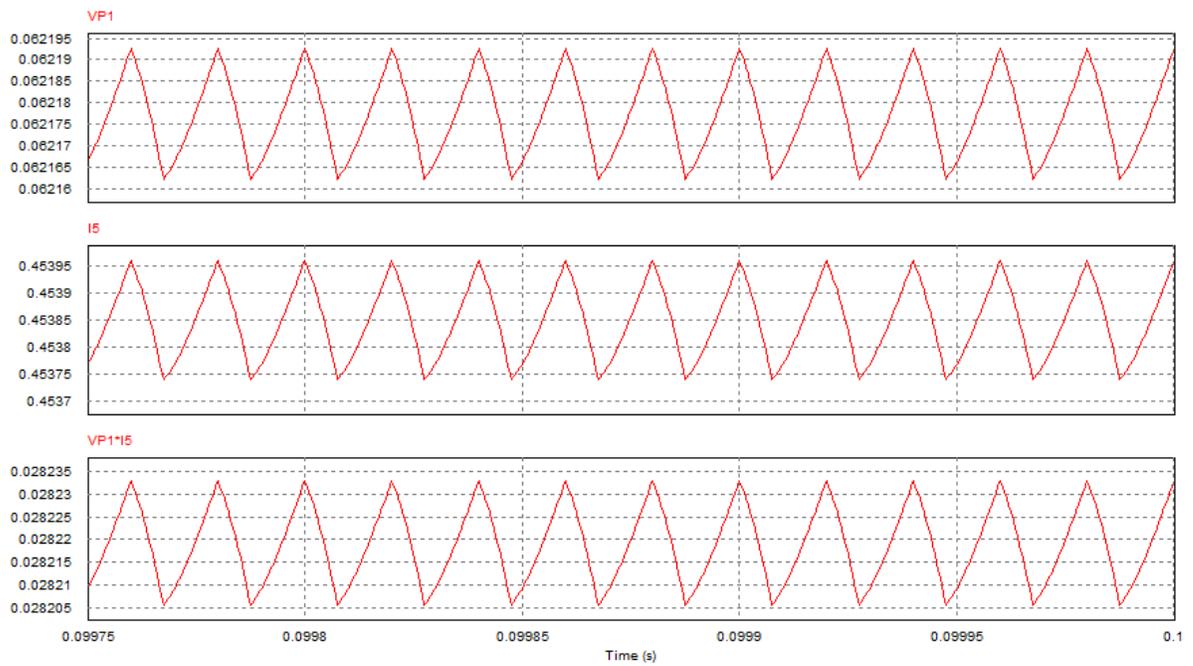


Fig. 34. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de L2. [s] vs [V], [A] & [W]

Para el capacitor C2:

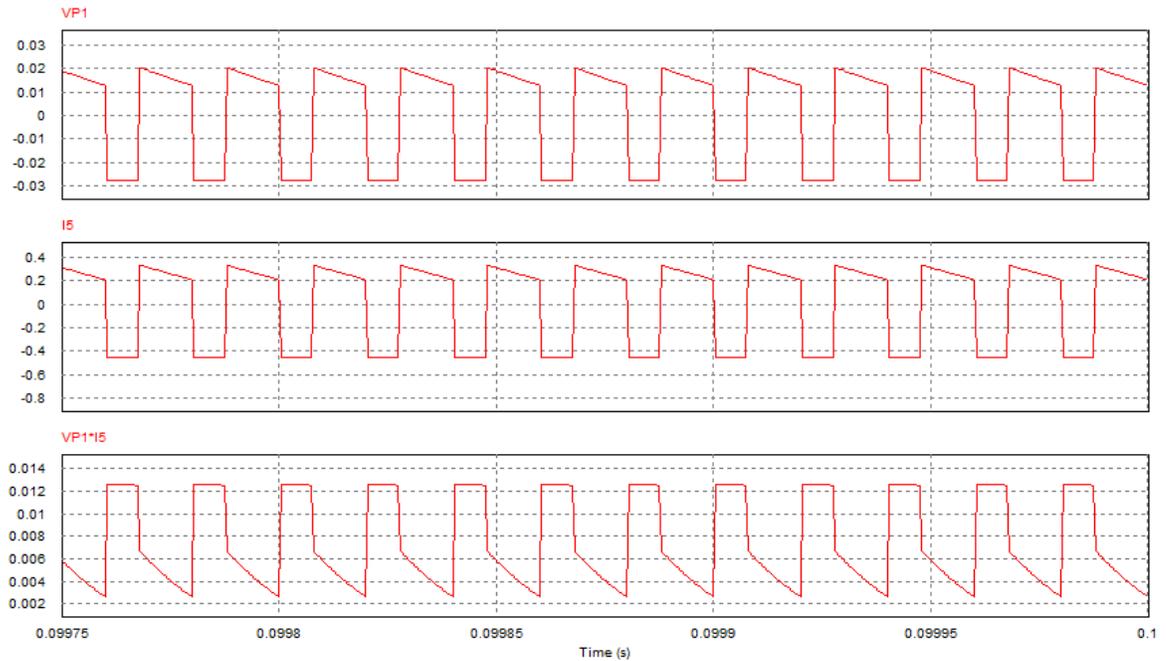


Fig. 35. Voltaje, corriente y potencia en la resistencia de C2. [s] vs [V], [A] & [W]

Para el diodo D:

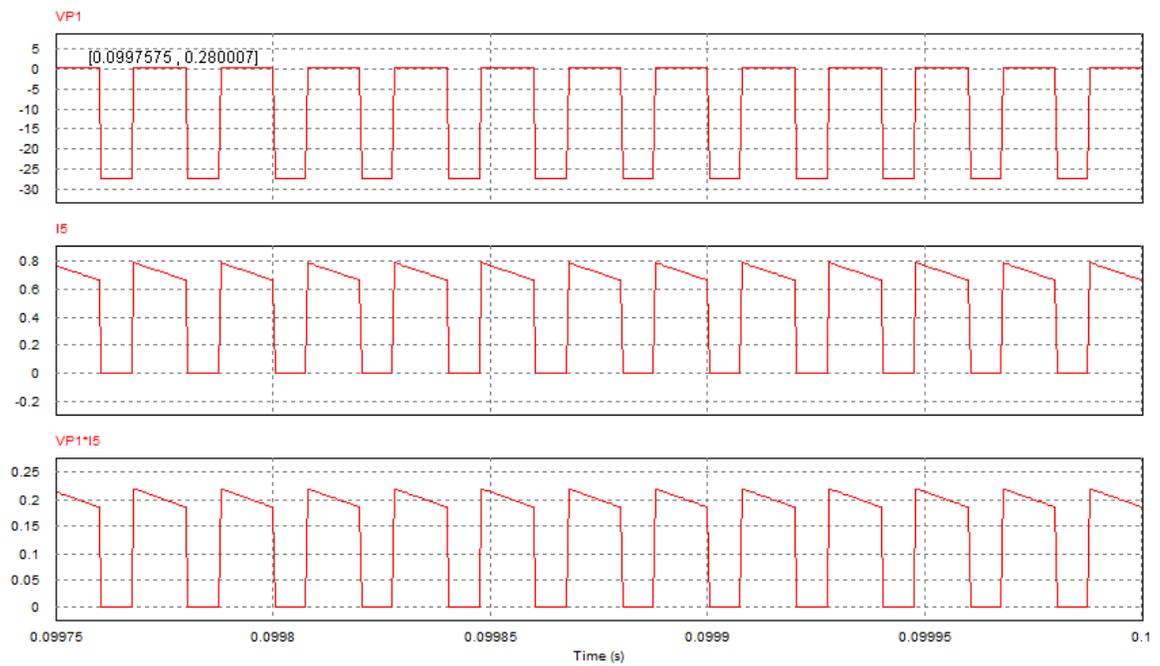


Fig. 36 Voltaje, corriente y potencia en el diodo D. [s] vs [V], [A] & [W]

Los resultados de simulación concuerdan con los valores obtenidos en el cálculo teórico realizado en el numeral anterior. Es importante resaltar que los valores de simulación no son los mismos del caso contemplado en el ejercicio teórico.

4.4. Circuito Intermedio

Las funciones principales del circuito intermedio son adquirir la información de control desde el convertidor y el acumulador, controlar el interruptor del convertidor DC-DC, según lo indique el microcontrolador y tomar energía de la fuente o el acumulador según sea el caso, para alimentar el sistema digital de forma adecuada garantizando el correcto funcionamiento del bloque de control.

4.4.1. Esquemático general

Posterior al proceso de selección de la arquitectura apropiada del convertidor, abordado en el numeral anterior, se procede a diseñar un esquemático que satisfaga los requerimientos generales:

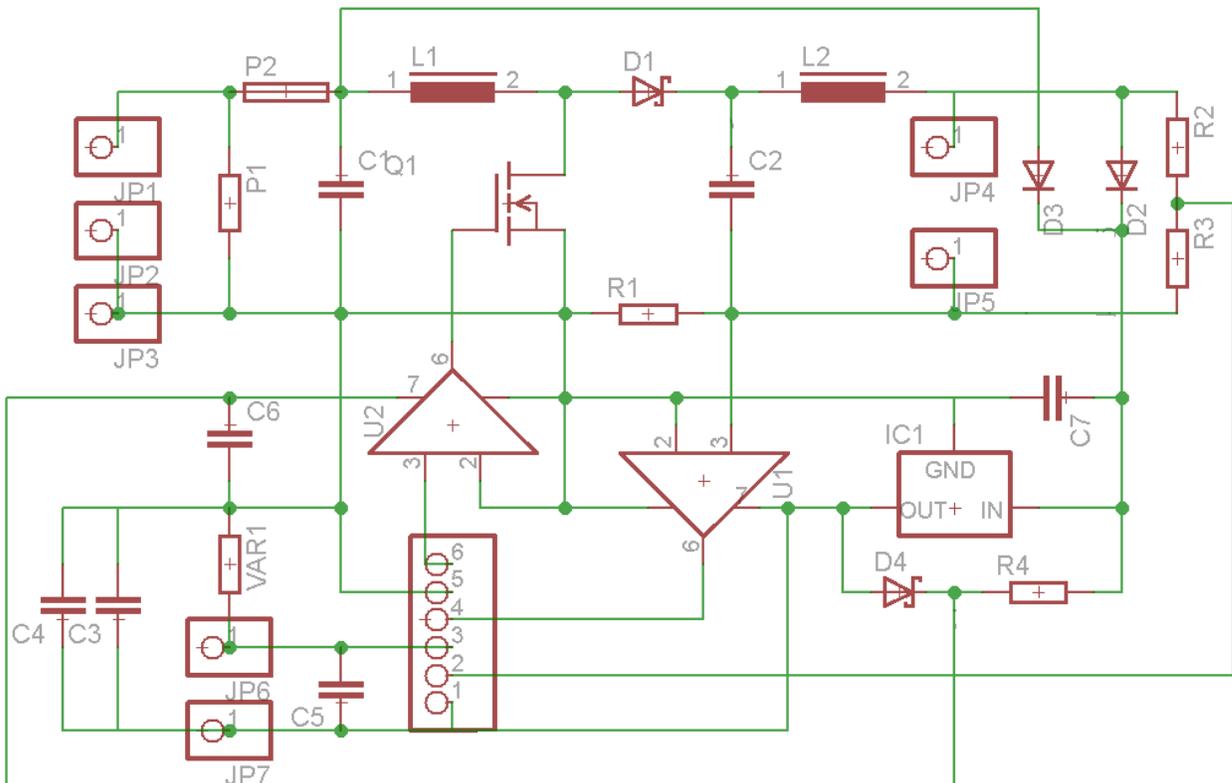


Fig. 37. Esquemático del SARES

- Conectores JP1 y JP2 conectan con la fuente de energía, reciben la potencia del sistema.
- JP4 y JP5 conectan con el acumulador, entregando la potencia adquirida de la fuente en un nivel de tensión adecuado.
- Se introducen protecciones eléctricas a la entrada del convertidor, primero una protección de sobre tensión de alta velocidad (P1), un fusible de baja velocidad (P2) y el camino de corriente a tierra (JP2), para garantizar la seguridad del usuario final y de toda la instalación.
- La alimentación del microcontrolador se realiza desde el acumulador o la fuente (D2 o D3), por medio del regulador de precisión tipo serie IC1, con sus respectivos capacitores (C3, C4 y C7).
- La realimentación de voltaje es adquirida directamente por el microcontrolador a través de uno de los canales del ADC, desde un divisor de voltaje a la salida, formado por R2 y R3.
- La realimentación de corriente es obtenida amplificando por medio de U1 la señal de voltaje sobre R1, la señal amplificada es muestreada a través de uno de los canales del ADC.

- La señal análoga de temperatura es obtenida a través de un tercer canal del ADC, desde el divisor resistivo formado entre la resistencia ajustable VAR1 y el termistor que se conectó entre JP6 y JP7. C5 completa el filtro diseñado para evitar ruido en la información térmica del acumulador.
- El diodo Zener D4, R4 y el condensador C6 alimentan el driver del interruptor Mosfet U2.
- La señal de control del interruptor FET es enviada desde el microcontrolador y amplificada por U2 para permitir una conmutación más rápida y con un nivel de tensión adecuado.
- El conector JP5 contiene todas las señales que van desde y hacia el microcontrolador, incluyendo Vcc y tierra.

4.4.2. Diseño del circuito intermedio

4.4.2.1. Alimentación del sistema digital

La alimentación del microcontrolador debe realizarse desde el acumulador, esto permite una mayor estabilidad en el potencial y garantiza el correcto funcionamiento de control sin importar las condiciones de radiación disponibles en determinado instante, así evitando funcionamientos anómalos del sistema digital. El circuito de alimentación también debe ser capaz de obtener energía desde la fuente de forma que el microcontrolador pueda funcionar aún en condición de corto circuito a la salida, avisando al usuario de éste mal funcionamiento. Los diodos de propósito general D2 y D3 permiten adquirir energía desde la fuente con más potencial.

Se emplea un regulador de voltaje de precisión tipo serie debido a la capacidad de entregar solo la corriente que sea requerida, permitiendo una mayor eficiencia. El regulador debe ser capaz de entregar la energía requerida tanto por el microcontrolador, como por el amplificador de instrumentación. Se introducen condensadores a la entrada y salida del regulador para garantizar estabilidad y un correcto desacople de fuente del microcontrolador, C7 y C4 con un valor de 10 μF y C3 10 nF según especificación de la hoja de datos del regulador y el MCU.

$$v_{CC} = 3.3 \text{ V}$$

$$i_{IC1} = i_{microMAX} + i_{U1MAX} \approx 2 \text{ mA} + 1 \text{ mA} = 3 \text{ mA}$$

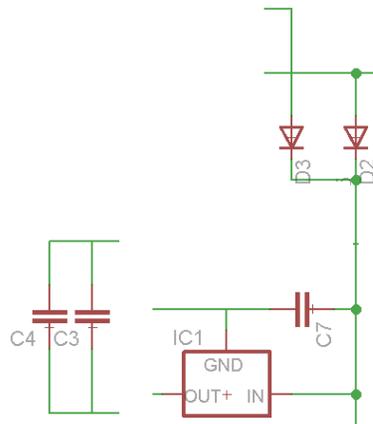


Fig. 38. Circuito de alimentación del microcontrolador

4.4.2.2. Realimentación de voltaje

Los niveles de tensión y corriente a la salida son tomados y adecuados por el circuito de forma que puedan ser muestreados satisfactoriamente por el microcontrolador.

La realimentación de voltaje que es muestreado por el microcontrolador corresponde a un nivel normalizado de 0 a 3 V, correspondiendo 3 V a la tensión alcanzada por el acumulador en su estado de carga completa, por lo tanto se requiere un divisor de voltaje en la salida con valores nominales tales que se satisfaga el requerimiento establecido:

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} v_{acuMAX} = 3 V$$

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{3 V}{28 V} \rightarrow R_5 = 3x, R_4 = 25x$$

Con propósito de reducir las pérdidas de potencia, se escogen valores elevados de resistencia:

$$R_3 = 30 k\Omega, R_2 = 250 k$$

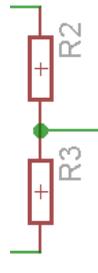


Fig. 39. Circuito de realimentación de voltaje

4.4.2.3. Realimentación de corriente

La realimentación de corriente se lleva a cabo con base en el voltaje sobre el resistor que se encuentra en el camino de regreso de la corriente desde el acumulador (R1). Debido a que la totalidad de la corriente fluirá por este resistor, es importante que su valor sea despreciable y así la potencia disipada por éste no afecte visiblemente la eficiencia. Se decide amplificar el voltaje sobre R1 de forma que éste pueda ser convenientemente pequeño y por lo tanto se escoge un valor nominal de resistencia tal que al pasar la máxima corriente, se aprecie un nivel de tensión de 3 V a la salida del amplificador.

$$i_{acuMAX} * A = 3 V$$

Se escoge un amplificador de instrumentación especialmente diseñado para medir corrientes en un amplio rango de entrada en modo común, además de cumplir con los requisitos de rango de salida y alimentación con bajo voltaje.

Marca	Texas Instruments
Número de parte	INA282-286EVM
Descripción	IN286
Hoja de datos	INA282(3.4.5.6.)
Tipo	Current Shunt Monitor
Rango de modo común	-14 – 80 V
Corriente continua	3A
Voltaje de offset	20µ V
Ganancia	100
Voltaje de alimentación	2.7 – 18 V

Corriente de alimentación	900 μ A
Corriente de polarización en entradas	25 μ A
Rango de voltaje a la salida	Vcc-0.17 V, Gnd+0.04 V
Ancho de banda efectivo	10 kHz
Temperatura de trabajo	-40° – 125° C

Tabla 15. Especificaciones del amplificador de instrumentación INA286

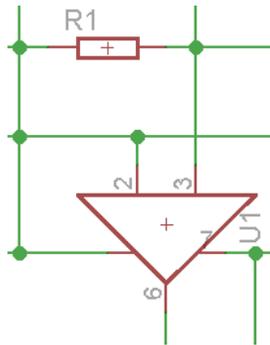


Fig. 40. Circuito de realimentación de corriente

4.4.2.4. Realimentación de temperatura

La temperatura del acumulador se obtiene adhiriendo un termistor de coeficiente negativo NTC al arreglo de baterías, de forma que al aumentar la temperatura, su valor resistivo se reduzca y el voltaje a la salida del divisor formado por la resistencia ajustable VAR1 y JP5 que a su vez está conectado al termistor, descienda de forma análoga.

Se debe ajustar VAR1 de tal forma que al acumulador alcanzar la temperatura crítica, el voltaje en el divisor descienda a $1.1V = v_{micro}/3$.

$$VAR1 \leq 100k\Omega, \text{Termistor} = 100 k\Omega @ 25^\circ C$$

Por último se introduce el condensador C5 en paralelo con el termistor de forma que se filtre toda señal de ruido indeseada, se escoge una frecuencia de corte tal que el tiempo de estabilización del condensador sea un segundo:

$$1 s = 5\tau = 5R_{th} * C \approx 250 k * C \rightarrow C = 4 \mu F$$

Se escoge un valor nominal cercano de $3.3 \mu F$.

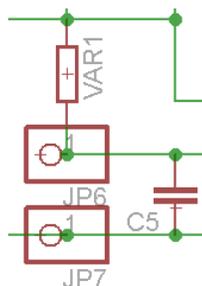


Fig. 41. Señal análoga de temperatura en el acumulador

4.4.2.5. Control del interruptor

Las salidas de propósito general del microcontrolador carecen de la velocidad adecuada y la capacidad de corriente requerida para manejar rápidamente la compuerta de control del transistor Mosfet Q1, encargado de conmutar la corriente en el convertidor DC-DC. Aunque estas salidas son capaces de encender y apagar el semiconductor, el nivel de tensión que manejan hace que conmute demasiado lento y con resistencia considerable, disipando potencia valiosa y reduciendo así la eficiencia del circuito. Es necesario introducir un circuito integrado capaz de manejar adecuadamente el Mosfet siguiendo la señal especificada por el sistema digital, esto se hace usando un driver de alta velocidad.

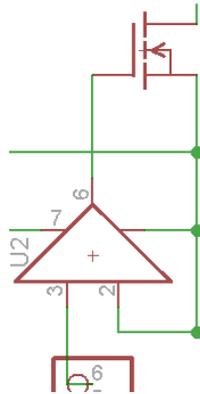


Fig. 41. Driver del interruptor Mosfet U2

Se emplea un driver de alta velocidad diseñado para transistores de efecto de campo:

Marca	Texas Instruments
Número de parte	LM5114BMF/NOPB
Descripción	IC MOSFET GATE DVR 7.6A SOT23-6
Hoja de datos	LM5114 Series
Tipo	Low Side
Modo de entrada	Inversor y No Inversor
Corriente pico a la salida	7.6 A
Voltaje de alimentación	4 – 12.6 V
Temperatura de trabajo	-40° – 125° C
Corriente de alimentación	950 μ A
Resistencia Pull Down	0.23 Ω
Resistencia Pull Up	2 Ω
Tiempo de subida	8 ns
Tiempo de bajada	3.2 ns
Costo unitario	1.72 USD
Costo en grandes cantidades	0.702 USD (500u)

Tabla 16. Especificaciones del driver LM5114BMF

El driver requiere un nivel de tensión superior al usado por el microcontrolador, sin embargo no es necesario que la tensión sea estrictamente regulada, por lo cual se diseña un circuito simple para este propósito:

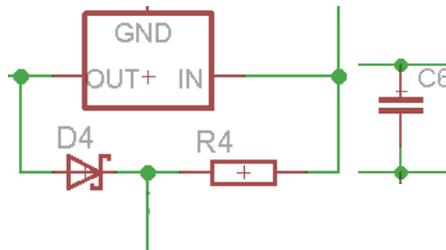


Fig. 42. Circuito de alimentación del driver U2

La corriente que viene desde el punto de entrada del regulador IC1, pasa a través de R4 y el diodo Zener D4 el cual se encarga de ajustar una tensión relativamente constante, regulada por medio del capacitor C6, de esta forma se alimenta el driver con un voltaje inferior a la tensión de ruptura Gate-Drain del transistor, pero suficientemente alto para un control óptimo; el condensador C6 permite picos de corriente elevados cuando sea necesario, sin necesidad de escoger una resistencia R4 demasiado baja a tal punto que reduzca visiblemente la eficiencia del circuito. R4 debe ser lo más grande posible, permitiendo la alimentación de corriente de U2 y manteniendo un voltaje alrededor de 10 V; debido a la tolerancia en el valor de voltaje Zener del diodo se emplea un resistor variable en R4, el cual será ajustado de acuerdo a la condición particular del prototipo.

$$\frac{v_{MAX\ acum} - v_{Zener}}{R4} \geq i_{U2} + i_{Zener}$$

$$\frac{28\text{ V} - 10\text{ V}}{R4} \geq 1\text{ mA} \rightarrow R4 \leq 18\text{ k}\Omega$$

4.5. Microcontrolador

Este bloque es el cerebro de todo el sistema, su responsabilidad es realizar el proceso de control general, teniendo en cuenta parámetros como potencia entregada y temperatura del acumulador, así como control específico del ciclo útil del convertidor, principalmente en el proceso de búsqueda del punto de máxima potencia. Adicionalmente se encarga de monitorear las condiciones de fuente y acumulador de forma que pueda dar una realimentación visual al usuario de la condición global del sistema incluida una referencia de la potencia relativa que se está adquiriendo.

Se implementará por medio de un kit de desarrollo de bajo costo, MSP430 LaunchPad, el cual trabaja con un microcontrolador MSP430G2553; funcionará a frecuencia media pues no requiere alta capacidad de proceso ni una velocidad de respuesta crítica, de esta forma aumentando su durabilidad. Será el encargado de controlar directamente el ciclo útil del convertidor, estableciendo la impedancia de entrada deseada en determinado instante, la realimentación es obtenida mediante los valores normalizados de y voltaje de salida, directamente muestreados por el microcontrolador desde el circuito intermedio.

4.5.1. Algoritmo MPPT

Con el propósito de encontrar el punto de máxima potencia de la fuente se diseña un algoritmo propio que busca optimizar la velocidad de éxito y seguimiento, teniendo en cuenta factores negativos como variaciones en las condiciones de radiación del panel solar y por ende variación en las condiciones eléctricas del sistema.

El algoritmo se encuentra enmarcado en un esquema de perturbar-observar, según el cual se le impone a la fuente un punto de trabajo determinado y se analiza la potencia de salida, funcionando bajo la hipótesis de un sistema con un solo máximo local, el algoritmo procede a identificar la dirección en la que se encuentra

el máximo y se detiene sobre este al encontrar un cambio en la concavidad de la curva de voltaje – corriente, todo esto por medio de variación del ciclo útil.

Para realizar un proceso mucha más rápido, el algoritmo segmenta la curva en partes iguales (ciclo útil 50%) y busca la dirección adecuada; proceso que repite dividiendo el nuevo segmento hasta llegar al nivel de menor resolución, parámetro importante definido en el programa.

4.5.2. Programa

En este numeral se aborda el diseño del programa encargado de revisar las variables del circuito para garantizar un correcto funcionamiento, supervisar el proceso de carga del acumulador, buscar el punto de máxima potencia y permanecer en éste mientras sea necesario, todo esto conservando la mayor cantidad de energía posible a través del uso regular de modos de baja potencia (LPMx).

La estructura general del programa incluye las rutinas de inicialización del microcontrolador y periféricos, seguidas por el bucle principal.

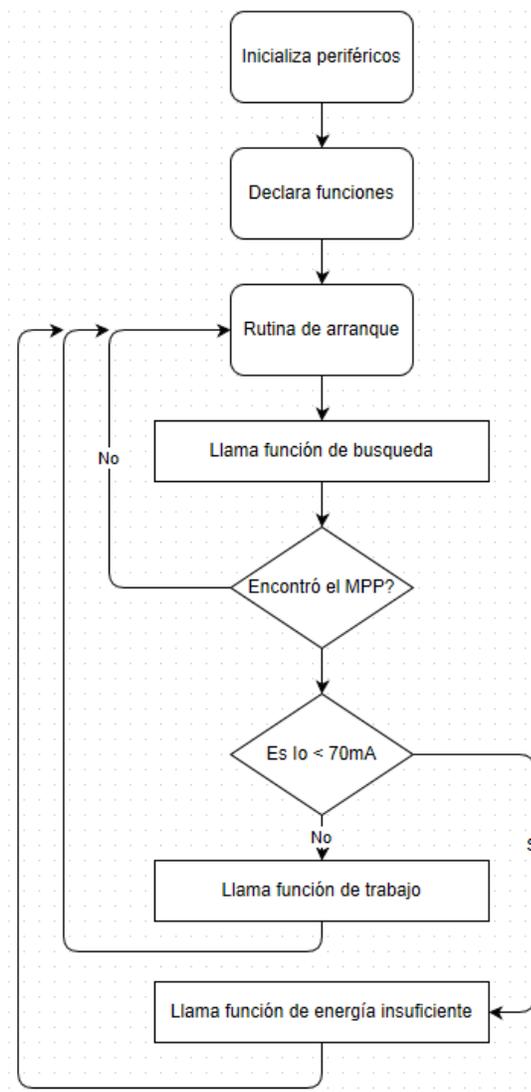


Fig. 43. Diagrama general del programa

4.5.2.1. Inicialización de periféricos

Esta rutina inicial solo se ejecuta una vez reiniciado el microcontrolador, se encarga de ajustar todos los periféricos de la forma deseada. Inicialmente ajusta el reloj a la velocidad adecuada, se asegura que la salida correspondiente al PWM se encuentre en nivel bajo, detiene el módulo Watchdog, inicializa el contador, ajusta los parámetros del PWM e inicializa el módulo ADC.

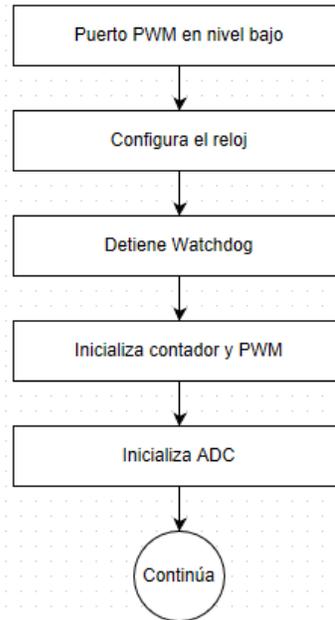


Fig. 44. Diagrama de la rutina de inicialización de periféricos

4.5.2.2. Declaración de funciones

En este punto se definen todas las funciones que empleará el programa como por ejemplo la función de muestreo que recibe como parámetro el canal que se desea registrar, o la función PWM que recibe un número que representa el ciclo útil y lo asigna al contador.

4.5.2.3. Rutina de arranque

Se encarga de declarar las variables empleadas en el programa, ajusta el ciclo útil en un valor central y lo enciende, espera que el convertidor alcance un estado estable por medio de la función respectiva y entrega el control a la función de búsqueda.

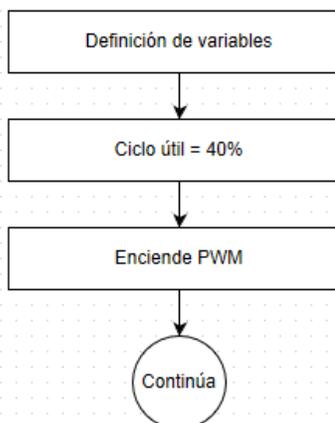
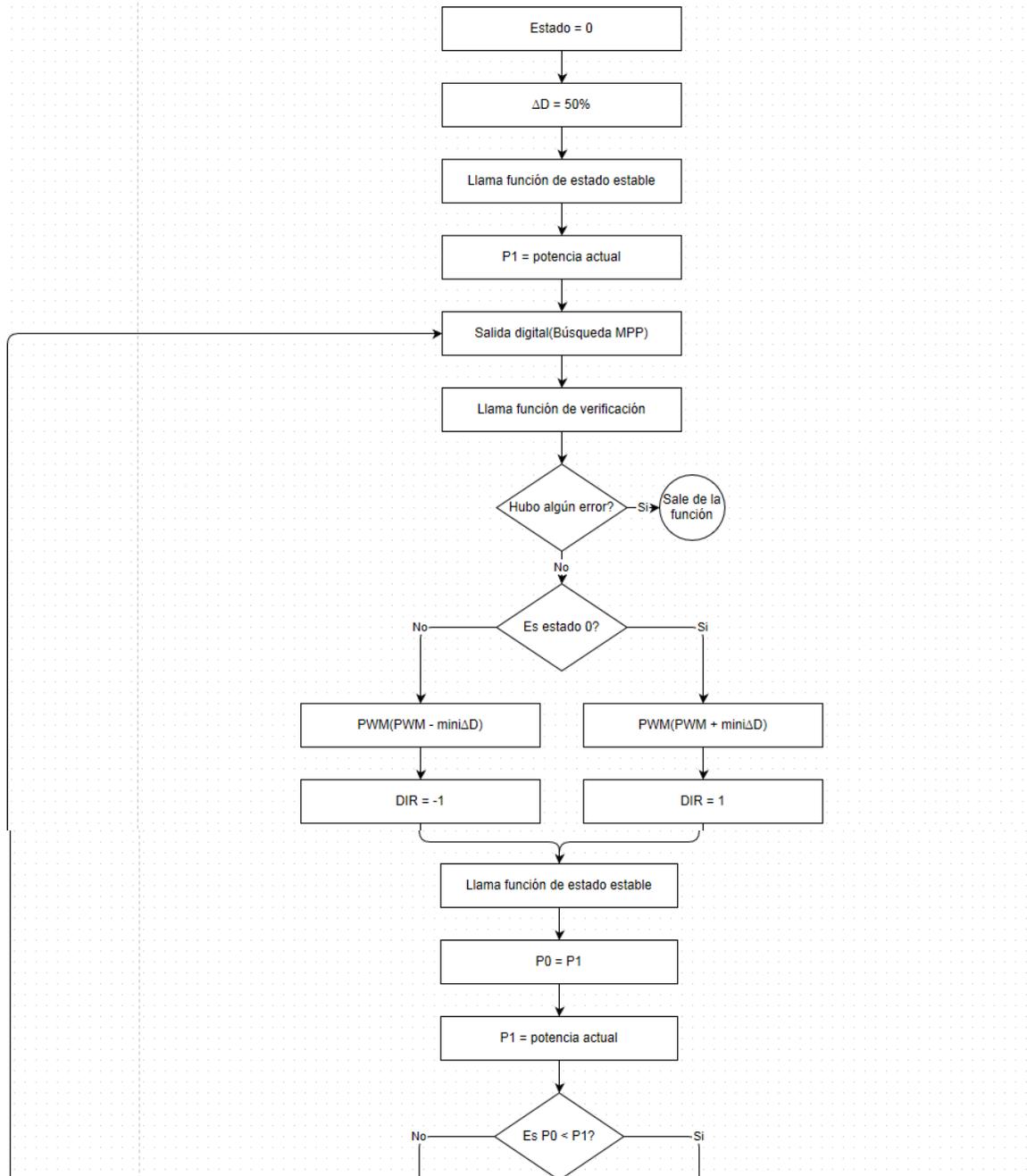


Fig. 45. Diagrama de la rutina de arranque

4.5.2.4. Función de búsqueda

Su responsabilidad es aplicar el algoritmo MPPT planteado en el proyecto y entregar el control a la función de trabajo en caso que se encuentre el punto máximo de potencia, o entrar en alguno de los bucles de espera en caso de condiciones inadecuadas de trabajo, por medio de la función de verificación.



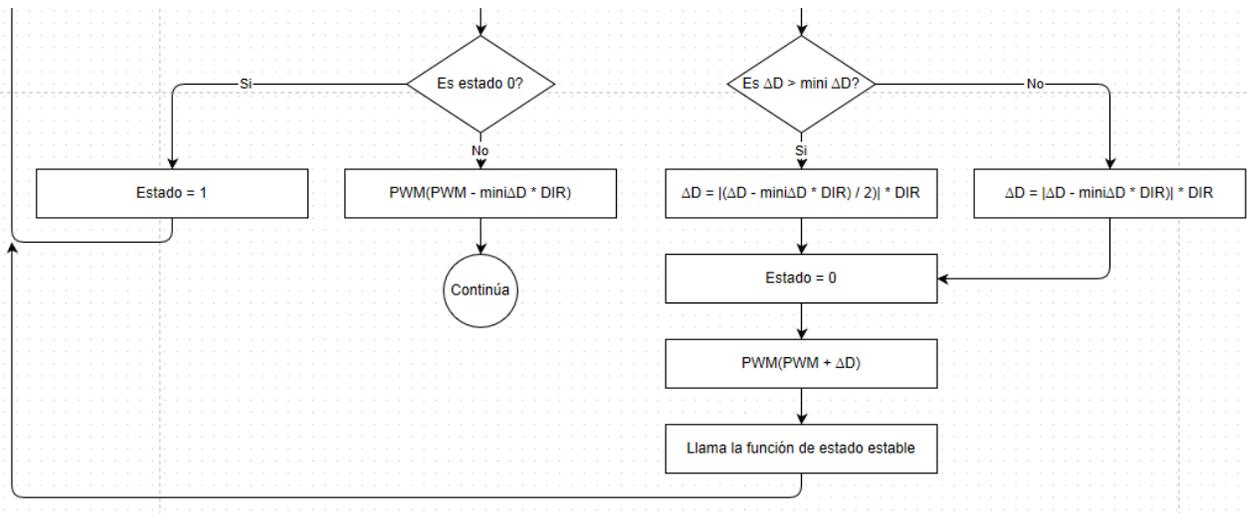


Fig. 46. Diagrama de la función de búsqueda

4.5.2.5. Función de verificación

Esta función revisa la condición de funcionamiento del sistema mediante muestreo de la tensión del acumulador, si el voltaje de éste supera la tensión de carga completa (28 V), deja de administrar energía, avisa al usuario y no permite que el sistema arranque nuevamente hasta que el voltaje descienda a $28\text{ V} - \Delta v$, donde el parámetro Δv define la diferencia de tensión que se permitirá descender al acumulador antes de ser cargado nuevamente.

Si el voltaje del acumulador es inferior a la tensión mínima de carga (20 V), el sistema asume un mal funcionamiento debido a tensión de acumulador demasiado baja o corto circuito, avisa al usuario y permanece en bucle hasta que la condición sea corregida. Si el nivel de acumulador es adecuado, entrega el control del programa de forma normal.

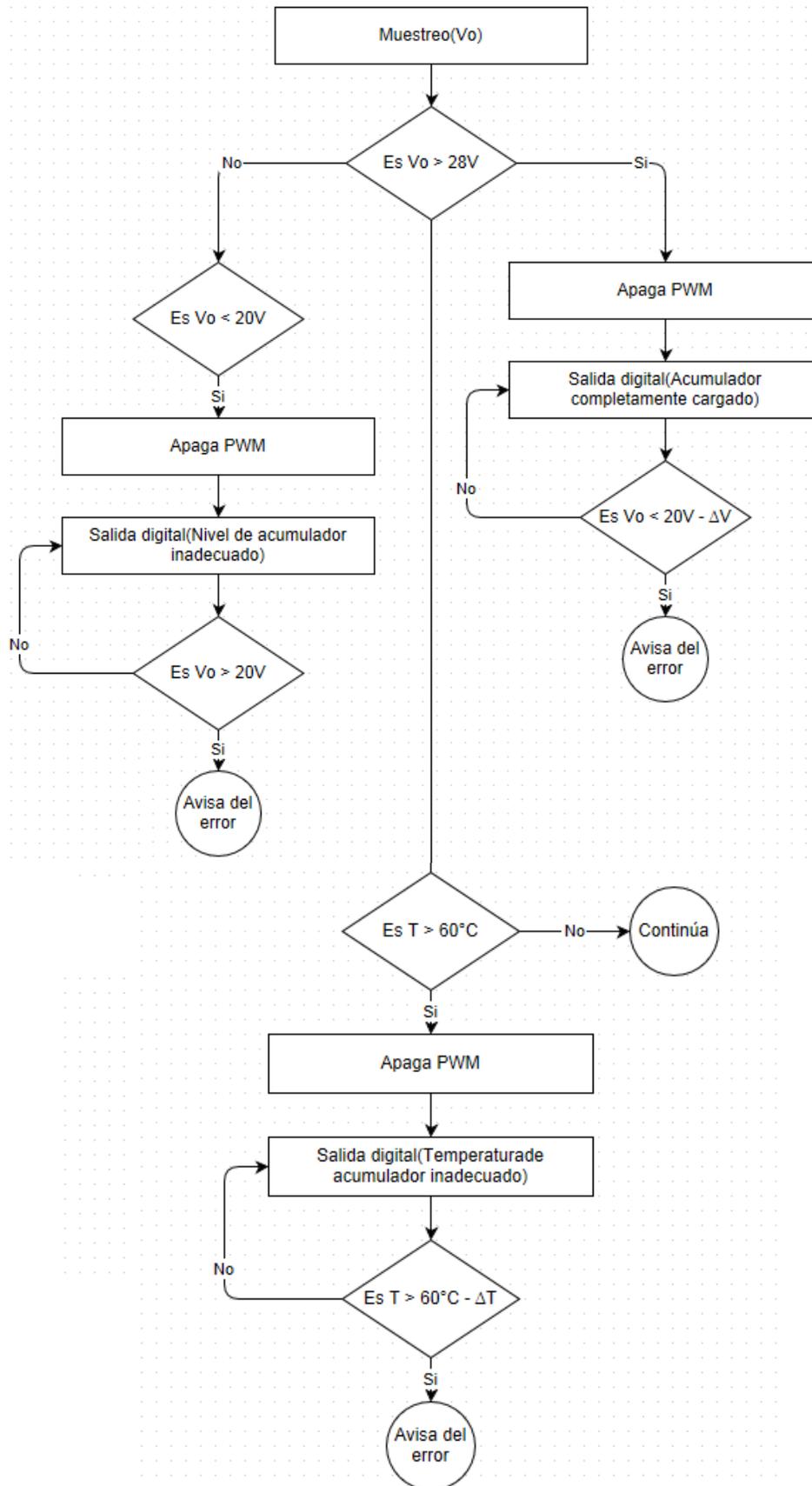


Fig. 47. Diagrama de la función de verificación

4.5.2.6. Función de estado estable

Permanece en un bucle hasta que la potencia de salida se estabilice dentro de un margen definido.

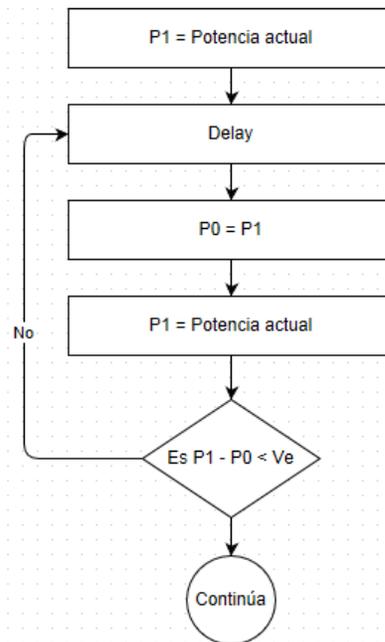


Fig. 48. Diagrama de la función de estado estable

4.5.2.7. Función de trabajo

Esta función se encarga de revisar la condición de potencia a la salida del convertidor y llamar la función de búsqueda en caso de cambio en las condiciones de radiación. Esta función emplea un modo de bajo consumo de tal forma que no consuma potencia innecesaria.

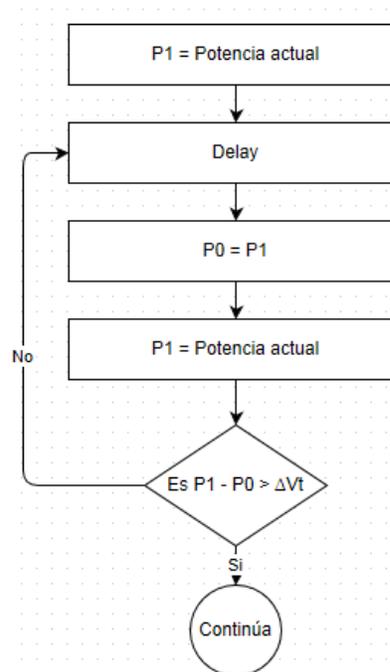


Fig. 49. Diagrama de la función de trabajo

4.5.3. Código

En esta sección del documento describe los periféricos usados en el desarrollo del proyecto, el código empleado para inicializarlos y las funciones respectivas de cada módulo.

4.5.3.1. Módulo generador de reloj

El muestreo de señales análogas en el microcontrolador se encuentra limitado por la velocidad máxima de éste (200 ksp/s) y por la cantidad de canales que de deba muestrear, por lo cual es importante contar con una frecuencia de reloj mínima que garantice su funcionamiento a máxima velocidad.

$$f_{clk} \geq 200 \text{ kHz}$$

La generación de modulación por ancho de pulso se implementa por medio de contadores, haciendo que se requiera mínimo un pulso de reloj por cada subdivisión del período fundamental (50kHz), es decir, para tener n niveles en el PWM se requiere una frecuencia de reloj mínima correspondiente a:

$$f_{clk} \leq f_s * n$$

En este caso el requerimiento de PWM es superior al de muestreo, puesto que se desea contar con al menos 64 niveles diferentes lo cual nos deja la necesidad de una frecuencia mínima:

$$f_{clk} \leq 50k * 64 = 3.2MHz$$

Sin embargo el reloj interno de alta frecuencia del MSP430 llamado DCOCLK (Internal Digitally Controlled Oscillator Clock) solo puede ser configurado con algunos valores discretos especificados desde fábrica: CALDCO_1MHZ, CALDCO_8MHZ, CALDCO_12MHZ y CALDCO_16MHZ, haciendo que la opción más adecuada sea:

$$f_{clk} = 8MHz, T_s = 125ns$$

El siguiente código es empleado para ajustar el reloj del microcontrolador a la frecuencia deseada:

```
BCSCTL1 = CALBC1_8MHZ; // Set DCO to 8MHz
DCOCTL = CALDCO_8MHZ; // Set DCO to 8MHz
```

4.5.3.2. Módulo WatchDog

Es un módulo nativo de esta familia de microcontroladores, consiste en un contador diseñado para reiniciar el MCU al llegar al final de la cuenta, esto con propósito de salir después de cierto tiempo, de bucles de programación indeseados. Este módulo se encuentra activado por defecto después de un reinicio haciendo necesario el uso de una instrucción especial del contador cada cierto tiempo para evitar reinicios no planeados.

El siguiente código permite desactivar el módulo:

```
WDTCNTL = WDTPW + WDTOLD; // Stop Watchdog
```

4.5.3.3. Módulo entrada salida

Las entradas/salidas de propósito general con administradas por medio de conjuntos de pines llamados P1 y P2, los pines poseen nombres como P1.0, P1.1 etc. Este modulo agrupa una gran variedad de posibilidades de configuración tanto de entrada como salida, sin embargo solo se hará uso de algunas

funciones particulares de cada pin, como por ejemplo la posibilidad de enlazar directamente la salida del contador A1 al pin P1.2, como se observa en el código a continuación:

```
P1DIR = 1 + 4 + 64; // Set P1.0,P1.2, P1.6 to output direction
P1SEL |= 4; // P1.2 TimerA1 output
```

4.5.3.4. Módulo contador

Este módulo consiste de un contador de 16 bits con 3 registros de comparación, es especialmente útil en aplicaciones en tiempo real ya que permite generar interrupciones al procesador para ejecutar tareas específicas cada cierto tiempo, además de una configuración para PWM bastante simple.

El modo empleado para generar la salida de pulso modulado se conoce como Continuous Mode + Up Mode, el contador avanza hasta un valor determinado por el usuario, posterior a lo que se reinicia y genera una interrupción sin dejar de contar nuevamente. Combinando el modo continuo con el uso de 2 comparadores independientes, uno para el período y otro para el ciclo útil, se genera la señal de PWM a la salida del contador.

```
CCR0 = 160; // PWM Period
CCR1 = 0; // PWM ON cycles
CCTL1 = OUTMOD_7; // CCR1 set/reset on event
TACTL = TASSEL_2 + MC_1; // SMCLK, Up mode
```

La relación entre la frecuencia de conmutación del circuito y la frecuencia de reloj del sistema es:

$$\frac{f_{clk}}{f_s} = \frac{8MHz}{50kHz} = 160$$

Por lo cual éste es el valor ajustado en el periodo del contador.

4.5.3.5. Módulo ADC

El microcontroladorMSP430G2553 posee un convertidor análogo/digital de 200 ksps con la posibilidad de adquirir señales análogas desde 12 canales de los cuales 8 son pines externos, a continuación se resumen las especificaciones más relevantes del convertidor:

Bits	10
Corriente de alimentación	0.6 mA
Capacitancia de entrada	27 pF@3 V
Resistencia de entrada del mux	1kΩ
Tiempo de conversión	13 * ADC10DIV * Tclk
INL (Integral Nonlinearity)	±1 LSB
DNL (DifferentialNonlinearity)	±1 LSB
Error de offset	±1 LSB
Error de ganancia	<±2 LSB
Error total sin ajuste	<±5 LSB

Tabla 17. Especificaciones del driver LM5114BMF

Se selecciona el reloj de la CPU DCOCLK y se habilita la interrupción:

```
ADC10CTL0 = SREF_0 + ADC10SHT_2 + ADC10ON + ADC10IE;
// Sample & hold 16 clocks, ADC enable, interrupt enabled
```

El procedimiento para muestrear y almacenar un canal específico se ilustra a continuación:

```
ADC10CTL1 = ch; // Select input
ADC10AE0 = pin; // Analog input select
ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // Sampling and conversion start
__bis_SR_register(CPUOFF + GIE); // Low Power Mode 0
ADC10CTL0 &= ~ENC; // Stop Sampling and conversion
return ADC10MEM; // Return Voltage
```

4.5.3.6. Código completo

Es el resultado del proceso de programación del microcontrolador siguiendo las estructuras definidas previamente, el código completo del programa. Cabe destacar que la colección de parámetros que se puede encontrar al inicio del anexo, debe ser objeto de un trabajo de optimización con el fin de obtener un algoritmo más rápido y eficiente, sin embargo por cuestión de tiempo y alcance del proyecto, se deja este numeral para desarrollo posterior.

Anexo.

5. ANÁLISIS DE RESULTADOS

Posterior al proceso de análisis teórico, diseño, selección de las partes y definición de especificaciones se procede a montar un prototipo de baja potencia del sistema propuesto, con una potencia máxima de 20 W.

5.1. Montaje en tarjeta prototipo

Inicialmente se ensambló el diseño en tarjeta prototipo (protoboard), sin embargo dadas las características del sistema de alta sensibilidad a resistencias y capacitancias parasitas, no se logró el resultado deseado, esta etapa permitió una mejor comprensión de la mecánica del problema abordado al enfrentar problemas tales como pérdidas considerables en los caminos de corriente, tiempos de conmutación largos y con oscilaciones.

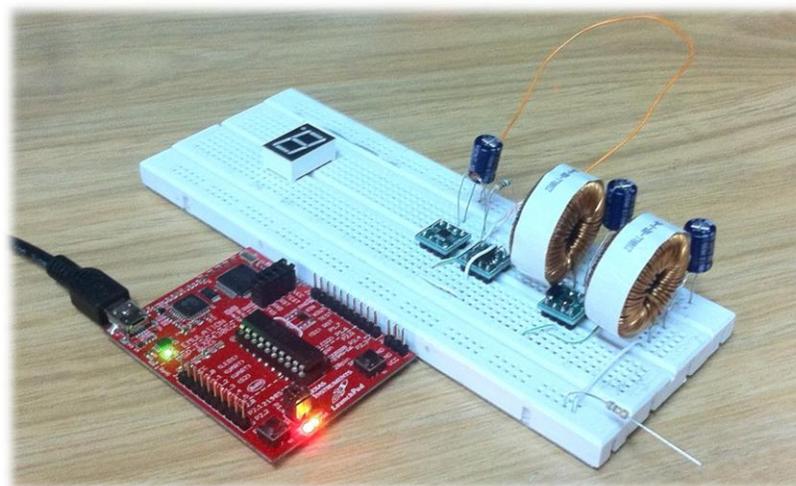


Fig. 50. Montaje en tarjeta prototipo

5.2. Montaje en circuito impreso

A diferencia del montaje en tarjeta prototipo, el montaje en circuito impreso permitió ganar eficiencia, además de reducir efectos indeseados en el proceso de conmutación, generados debido a cables de conexión muy separados y exceso de interconexiones aéreas.

El primer paso fue diseñar el circuito incorporando todos los componentes que hacen parte integral del proyecto y que no fueron contemplados en el esquemático, como los enlaces de salida del microcontrolador hacia el dispositivo 7 segmentos. Se elaboró un circuito doble capa, pequeño de 45x50mm de tal manera que pueda ser incorporado fácilmente en cualquier montura impermeable o como se requiera, dependiendo del lugar donde se pretenda instalar el aparato.

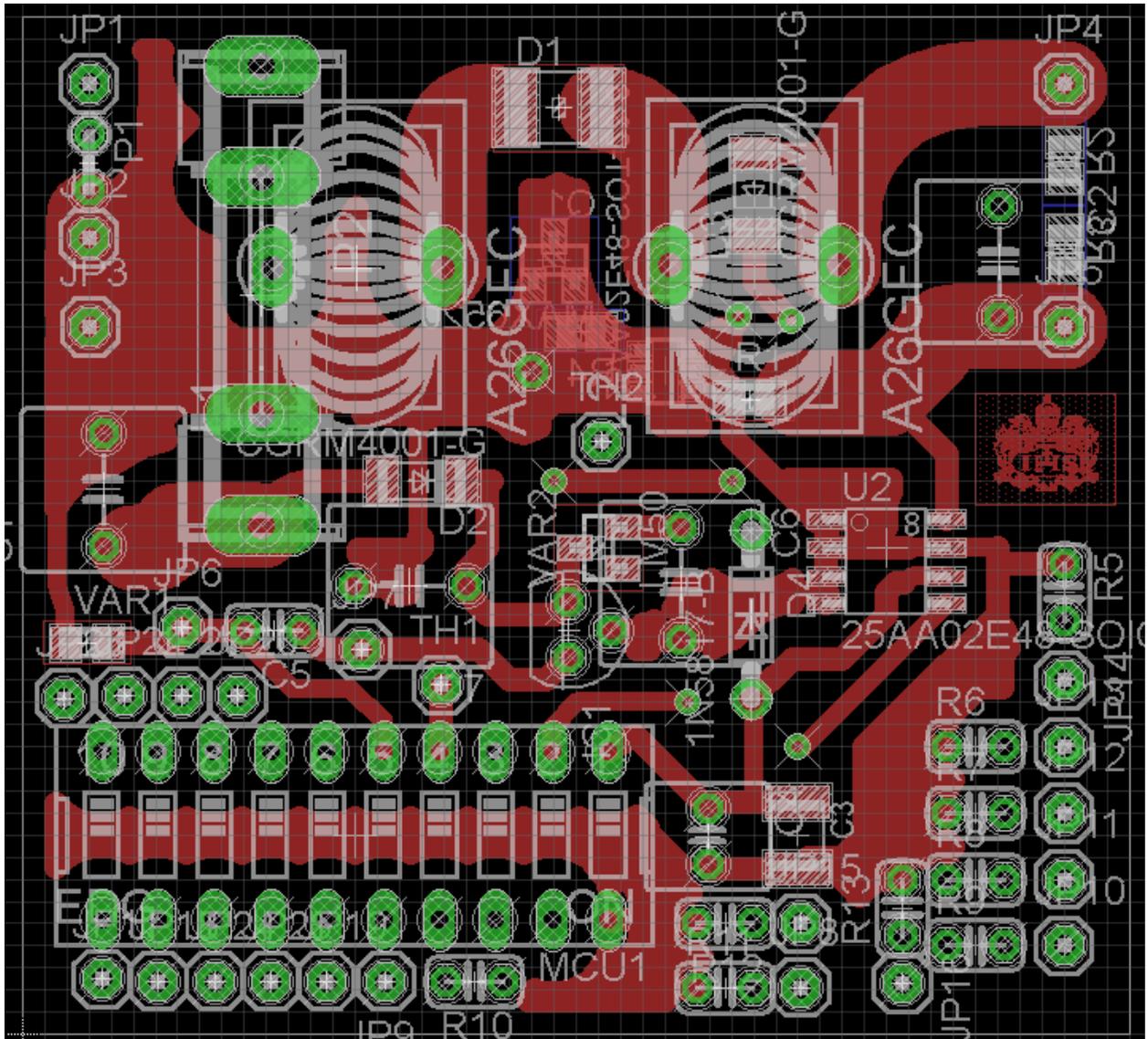


Fig. 51. Cara frontal circuito impreso

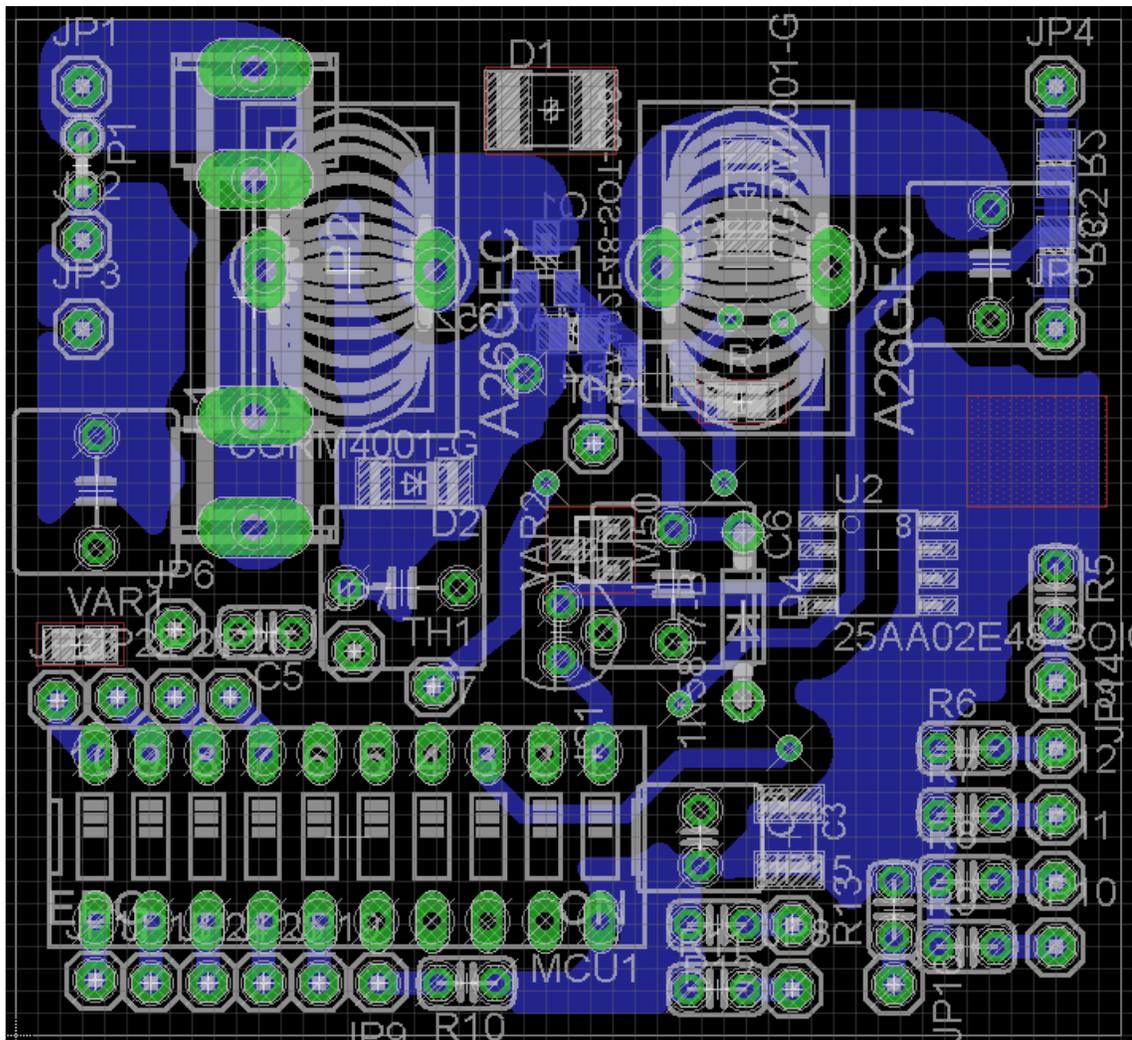


Fig. 52. Cara trasera circuito impreso

Durante el proceso de montaje inicial se omitieron componentes propios de la interacción con el usuario como los resistores de salida y conexiones a tierra del 7 segmentos, de forma que fuera más fácil depurar el funcionamiento del convertidor, el algoritmo de búsqueda y el programa en general, sin embargo el convertidor, el circuito intermedio y el microcontrolador se integraron completamente.

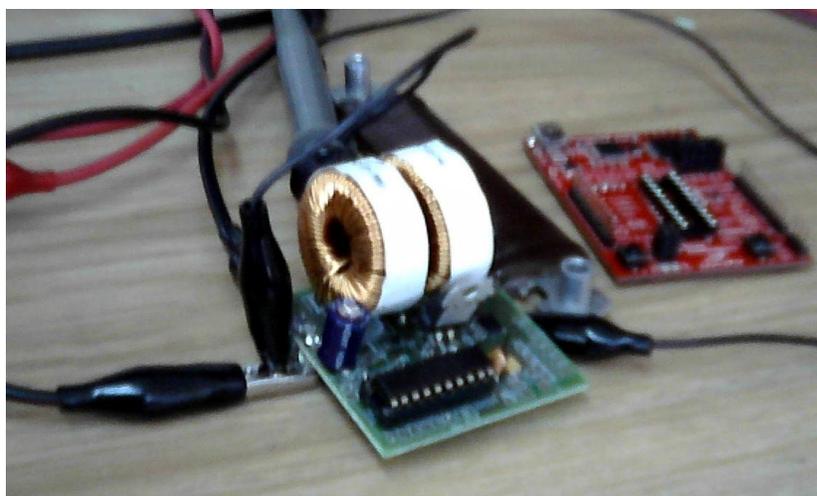


Fig. 53. Montaje en circuito impreso



Fig. 54. Montaje en circuito impreso

5.3. Pruebas de desempeño

5.3.1. Pruebas generales

Inicialmente se comprobaron las características eléctricas del circuito, centrándose en el convertidor, se exploran las variables más importantes como formas de onda, niveles de rizado y tiempos de conmutación.

Para las pruebas a carga media el circuito es alimentado por una fuente de voltaje con un valor de 15V y una impedancia de salida de alrededor de 15Ω por medio de un reóstato, esto con el fin de simular condiciones particulares en un panel solar, a la salida se coloca una resistencia de 100Ω cuyo comportamiento se asemeja al de un acumulador descargado, cuando se le está suministrando alrededor de 450mA.

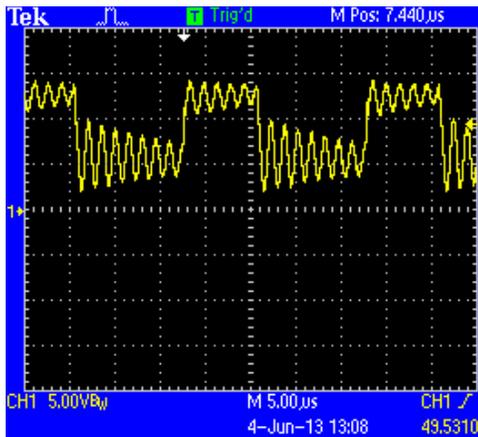


Fig. 55. Voltaje a la entrada

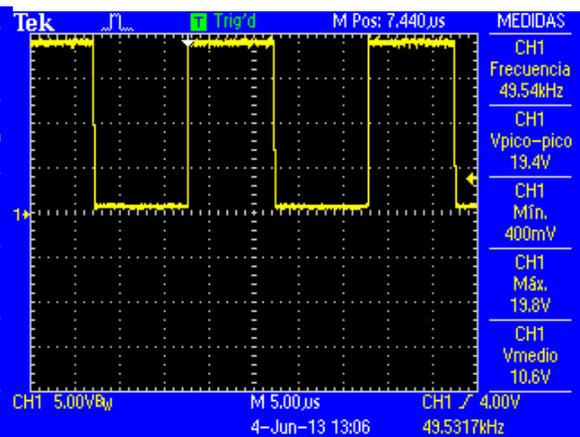


Fig. 56. Voltaje sobre el transistor

Cabe mencionar que la impedancia de salida de la fuente así como la resistencia serie de los capacitores del modelo es muy superior a la especificada en la etapa de diseño, esto debido a situaciones de logística que impidieron el envío de todos los componentes ideales del circuito, faltando los capacitores C1 y C2.

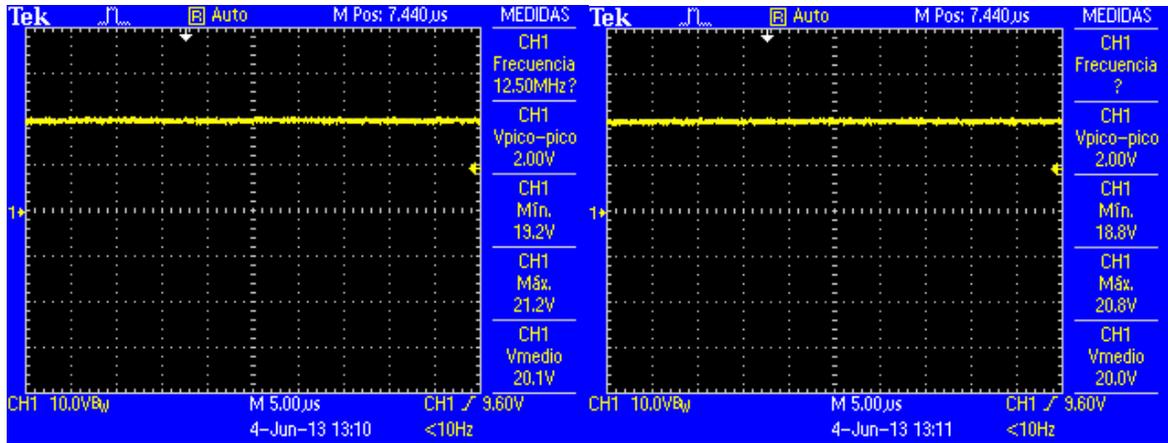


Fig. 57. Voltaje a la salida del diodo

Fig. 58. Voltaje a la salida de L2

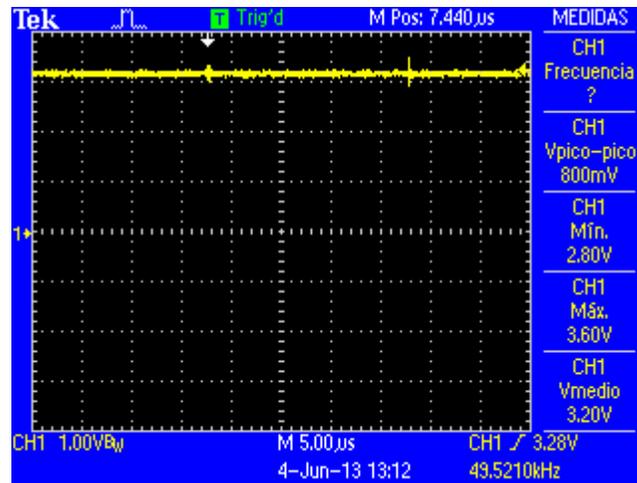


Fig. 59. Voltaje de alimentaci3n del microcontrolador

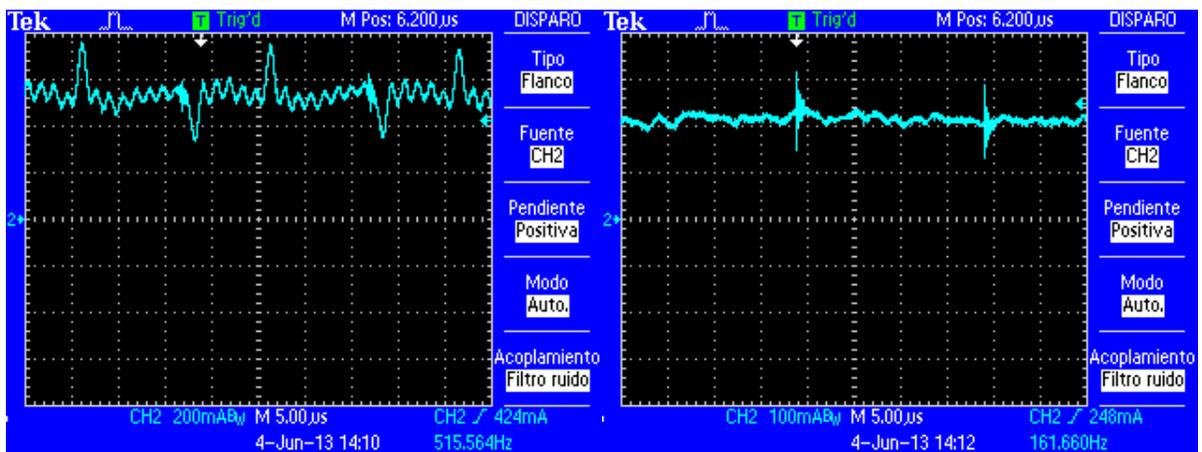


Fig. 60. Corriente de entrada Fig. 61. Corriente de salida

Exceptuando por la alta variaci3n de voltaje a la entrada, los resultados coinciden con los cálculos desarrollados en el proceso de diseño.

La eficiencia del circuito corresponde a la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida, se calcula este valor para carga media y carga completa. Debido a la complejidad de la forma de onda de voltaje a la entrada se realiza una aproximación de onda triangular: $v_{RMS} = \sqrt{3}v_p$

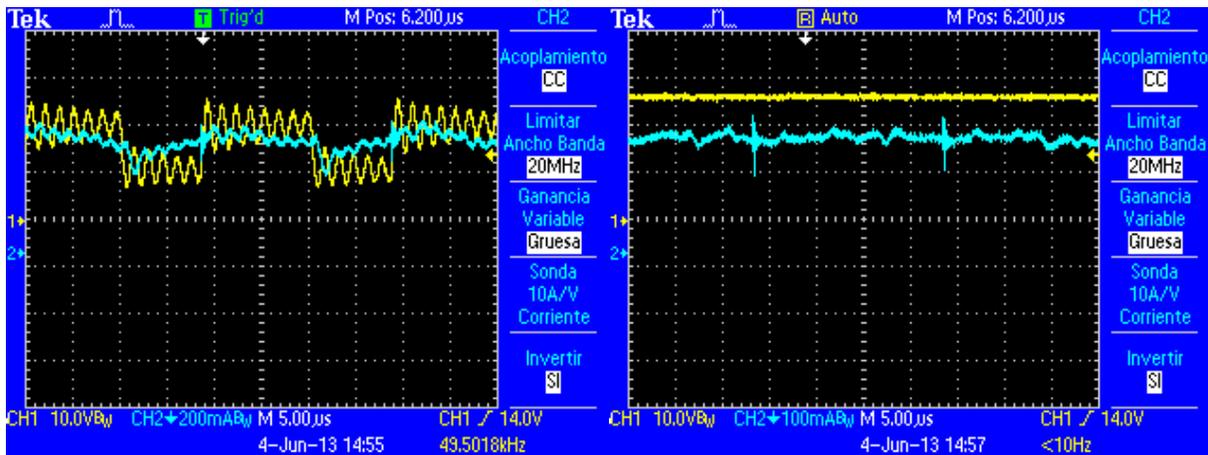


Fig. 62. Voltaje y corriente de entrada carga completa

Fig. 63. Voltaje y corriente de salida carga completa

$$\eta_{carga\ media} \approx \frac{P_o}{P_i} = \frac{20\ V * 210\ mA}{8.96\ V * 500\ mA} = 93\%$$

$$\eta_{carga\ completa} \approx \frac{P_o}{P_i} = \frac{27.4\ V * 180\ mA}{16\ V * 320\ mA} = 96\%$$

5.3.2. Pruebas de durabilidad

Se analizarán características cruciales para la durabilidad del circuito, especialmente la temperatura de trabajo de los componentes a máxima potencia niveles RMS de corriente en los componentes y picos de corriente en los diferentes componentes.

Para los todos los componentes del convertidor, los parámetros calculados en la sección teórica, son válidos, niveles DC, RMS, variaciones en voltaje y corriente, sin embargo la tensión y corriente de entrada no corresponden al valor calculado, esto debido a la mala calidad de los capacitores, no adecuados para circuitos de potencia, haciendo que la variación en corriente que normalmente asumiría el condensador, genere variaciones en el voltaje debido a la resistencia serie, obligando a la fuente a entregar cantidades variables de potencia en vez de éste.

Los picos de voltaje y corriente en ningún caso superan los criterios tenidos en cuenta al momento de la escogencia de las referencias, sin embargo el capacitor de entrada deberá ser reemplazado por un componente de menor ESR (Equivalent Series Resistance) de forma que se reduzca la variación de voltaje a la entrada permitiendo a la fuente un punto de trabajo bien definido.

Las temperaturas de los componentes a máxima potencia, funcionando a temperatura ambiente de 22° C corresponden a los valores tabulados a continuación:

Componente	Temperatura
L1	34.7° C
L2	35° C
C1	32.5° C
C2	34.5° C
Q1	52° C
IC1	32° C
MCU	32° C

Tabla 18. Temperatura de trabajo de los componentes máxima carga

5.3.3. Pruebas del algoritmo

Se observa el proceso de búsqueda de MPP, el sistema cumple satisfactoriamente su propósito en la mayoría de los casos, es muy importante el juego de los parámetros, debido a que una mala selección en alguno de estos puede afectar completamente el resultado, un ejemplo puede ser el cambio en el parámetro *in* que se puede observar en el código completo anexo, en caso de reducir demasiado este parámetro, el sistema puede creer que el convertidor ha llegado a estado estable, cuando en realidad no es así, afectando las decisiones futuras de manera impredecible.

Aunque el algoritmo debe someterse a un proceso de optimización, debido a la característica cualitativa de los criterios escogidos empíricamente, es importante que funcione adecuadamente en ésta etapa, si bien en la mayoría de los casos el algoritmo alcanza satisfactoriamente un punto muy cercano al de máxima transferencia (no alcanza el punto exacto debido a que las aproximaciones sucesivas son finitas y se dan en saltos cuantizados), es necesario en un futuro plantear un sistema que evite el truncamiento de la búsqueda debido a ruido o inestabilidades de la fuente, pero sin perder robustez en el cumplimiento de su propósito principal.

Parámetros demasiado finos pueden derivar en un comportamiento muy sensible e inestable del circuito, haciendo que al final sea más la potencia desperdiciada en oscilaciones previsibles; una aproximación muy burda puede guiar más rápidamente a un lugar cercano al MPP, pero permanecerá desperdiciando energía pues no alcanza un nivel de exactitud adecuado.

En la figura se puede apreciar un punto de inflexión de la fuente en el que se generan inestabilidades del convertidor llevándolo a permanecer en distintos ciclos útiles, de los cuales solo uno es el máximo global, este es un comportamiento indeseado del sistema.

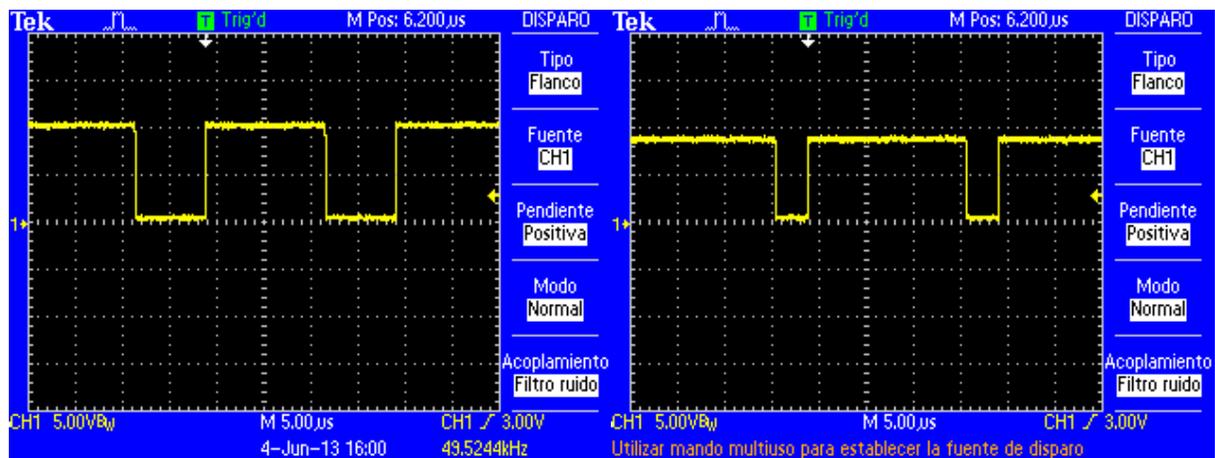


Fig. 64. Distintos puntos identificados por el sistema como máximos sobre la misma curva V-I.

5.4. Costo del proyecto

Como se comentó desde un principio, el proyecto se enfocó a un producto económico de fácil acceso a cualquier persona, como herramienta útil para facilitar el acercamiento a tecnologías limpias y lentamente desarrollar un nuevo modelo energético descentralizado.

A continuación se muestra una tabla con la referencia y coste de cada componente usado en el proyecto:

Componente	Referencia	Costo Unitario	Costo en grandes cantidades
MCU	MSP430 Launchpad	\$ 9 USD	X
JP1	8730K-ND	\$ 0.32 USD	\$ 0.12749 USD
JP2	8730K-ND	\$ 0.32 USD	\$ 0.12749 USD
JP3		\$ 100 COP	X
JP4	8730K-ND	\$ 0.32 USD	\$ 0.12749 USD
JP5	BC2302-ND	\$ 0.39 USD	\$ 0.19425 USD
P1	2031-15T-SMLF-ND	\$ 1.31 USD	\$ 0.56375 USD
P2	507-1256-ND	\$ 0.22 USD	\$ 0.09608 USD
L1	2300LL-102-V-RC-ND	\$ 3.75 USD	\$ 2.21712 USD
L2	2300LL-102-V-RC-ND	\$ 3.75 USD	\$ 2.21712 USD
C1	718-1886-1-ND	\$ 3.72 USD	\$ 2.53 USD
C2	445-7589-1-ND	\$ 0.24 USD	\$ 0.05875 USD
C3	399-4008-1-ND	\$ 1.4 USD	\$ 0.53 USD
Q1	IRLML0060TRPBFCT-ND	\$ 0.59 USD	\$ 0.33100 USD
VAR1	TC33X-104ECT-ND	\$ 0.26 USD	\$ 0.16 USD
D1	641-1258-1-ND	\$ 0.76 USD	\$ 0.274 USD
D2	1N4148WSFSCCT-ND	\$ 0.13 USD	\$ 0.0262 USD
D3	1N4148WSFSCCT-ND	\$ 0.13 USD	\$ 0.0262 USD
M1	INA2806	X	X
R1	CSR0805FK25L0CT-ND	\$ 0.78 USD	\$ 0.216 USD
R2	985-1324-1-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
R3	985-1364-1-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
R4	985-1355-1-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
R5	985-1337-1-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
R6	985-1318-1-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
R7	RP20T8.2FCT-ND	\$ 0.56 USD	\$ 0.1316 USD
Circuito Impreso		\$ 50.000 COP	\$ 10.000 COP
Montaje		\$ 20.000 COP	\$ 5.000 COP
TOTAL:		\$ 79.95 USD	\$ 18.11 USD

Tabla 19. Costos del proyecto por componentes

6. CONCLUSIONES

- La importancia de la independencia energética en el mundo de hoy es indiscutible, infraestructuras a gran escala requieren proyectos multimillonarios que pocos están dispuestos a asumir, aún con la ventaja económica que pueden representar, es por esto que sistemas independientes y con alto potencial de escalabilidad pueden ser el principio de la revolución energética que se está buscando.
- El problema de hallar el máximo punto de potencia en un sistema fuente de energía eléctrica puede parecer trivial, especialmente en el caso de una celda o panel solar cuya característica general es bien conocida, sin embargo el hecho de proponer un sistema 100% versátil capaz de encontrar el punto adecuado sin conocer características particulares de la fuente es un reto que solo se dimensiona al momento de enfrentarlo, pues infinidad de variables y características no contempladas previamente hacen necesario un estudio a fondo del problema, especialmente desde el punto de vista de control digital.
- Aunque el diseño del sistema se enfocó en un prototipo particular, es el propósito de éste proyecto construir conocimiento fácilmente aplicable en variedad de contextos, de forma que el desarrollo realizado sea en gran parte valido para un sistema de adquisición de energía adaptable de mayor capacidad.
- Un convertidor Boost ofrece gracias a su simpleza y versatilidad la posibilidad de construir sistemas energéticos relativamente complejos, sin costos especialmente altos, de gran potencia y principalmente de buena eficiencia.
- Si bien los esquemas de control análogo han sido excepcionalmente exitosos a lo largo de la historia, la gama de posibilidades que se alcanza con un sistema digital es muy superior, se debe lidiar con cuestiones diferentes y algunas veces limitantes como la necesidad de conversión de la información entre los dominios análogo y digital, los tiempos de espera, velocidad de respuesta, entre otros, sin embargo la industria se encuentra en un punto en el que se puede adquirir sistemas completamente embebidos, con infinidad de funcionalidades, a un bajo costo y sin mucho esfuerzo, prácticamente listos para la tarea que se les necesite.
- La etapa de diseño teórico es indispensable para todo proyecto, sin embargo es muy importante en este proceso no perder la visión práctica de lo que se desea alcanzar. Particularmente en este trabajo de grado se pudo hacer uso de componentes muy cercanos al modelo ideal y de bajo costo, de forma que el resultado práctico se acercó lo suficiente a las metas planteadas inicialmente.
- Las pruebas del algoritmo revelan mucho potencial, sin embargo se carece de una estructura técnica capaz de “sintonizar” los parámetros de éste a un sistema arbitrario, siendo importante para una buena configuración tener algún conocimiento de la dinámica interna de la fuente de energía.
- Se cumplió con los objetivos planteados en el proyecto de grado, se alcanzó una buena eficiencia en el convertidor, la etapa de diseño se ejecutó a satisfacción y aunque no se alcanzó a desarrollar una etapa de optimización de parámetros del sistema, especialmente del programa de búsqueda, se logró diseñar y poner a prueba un algoritmo propio, especialmente pensado para simplificar la tarea de hallar rápidamente el máximo punto de potencia en un sistema arbitrario de un solo máximo.

7. BIBLIOGRAFÍA

- [1] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3^o edition, Wiley, 2002.
- [2] A. Llamazares, A. J. Busso, N. Bajales Luna, *Generación fotovoltaica: caracterización de una celda comparando datos experimentales y simulados aplicando un modelo teórico simple*, Comunicaciones Científicas y Tecnológicas, Universidad Nacional del Nordeste, Departamento de Física, 2000.
- [3] A. Mohamed, *Improved Circuit Model of Photovoltaic Array*, International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering, 2:3, 2009.
- [4] D. P. Hohm and M. E. Ropp, *Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms*, Progress In Photovoltaics: Research And Applications, Electrical Engineering Department, South Dakota State University, 2003.
- [5] Universitat Politècnica de Valencia, *Energía Solar Fotovoltaica*, Modulos 1-8. Referencia Fig. 2 y 5.
- [6] *Comparison of Different Battery Technologies*, General Electronics Battery Co. Ltd., 2006. Referencia Fig. 15.
- [7] H. Rodriguez Murcia, F. Gonzalez Benitez, “3. Radiación Solar”, *Manual de radiación solar en Colombia*, 1994.
- [8] *Atlas de Radiación Solar de Colombia*, Ministerio de Minas y Energía, Ministerio de Ambiente, Vivienda y Desarrollo Territorial, Unidad de Planeación Minero Energética UPME, Instituto de Hidrología, Meteorología y Estudios Ambientales de Colombia IDEAM, 2005. Referencia Fig. 3 y 4.
- [9] Abdel Karim Hay Harb, Docente de cátedra facultad Ingeniería Electrónica, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, Colombia, karim.hay@javeriana.edu.co.

8. ANEXOS

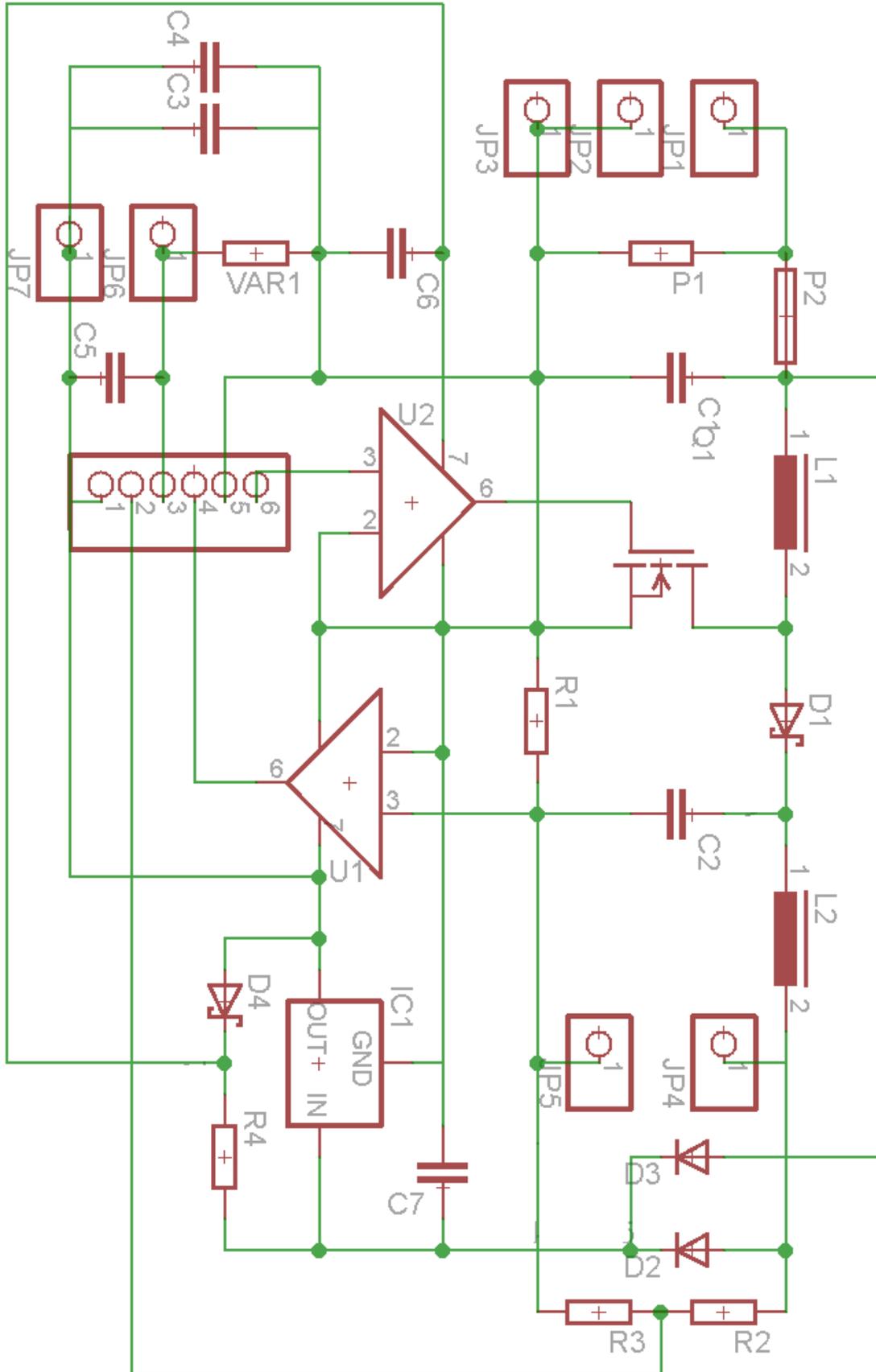
Impreso:

- Esquemático final del circuito de protección, convertidor DC-DC y circuito intermedio.
- Plano del circuito impreso elaborado en Cardsfot Eagle 6.1.
- Código completo del programa, elaborado en Texas Instruments CCE 5.0.

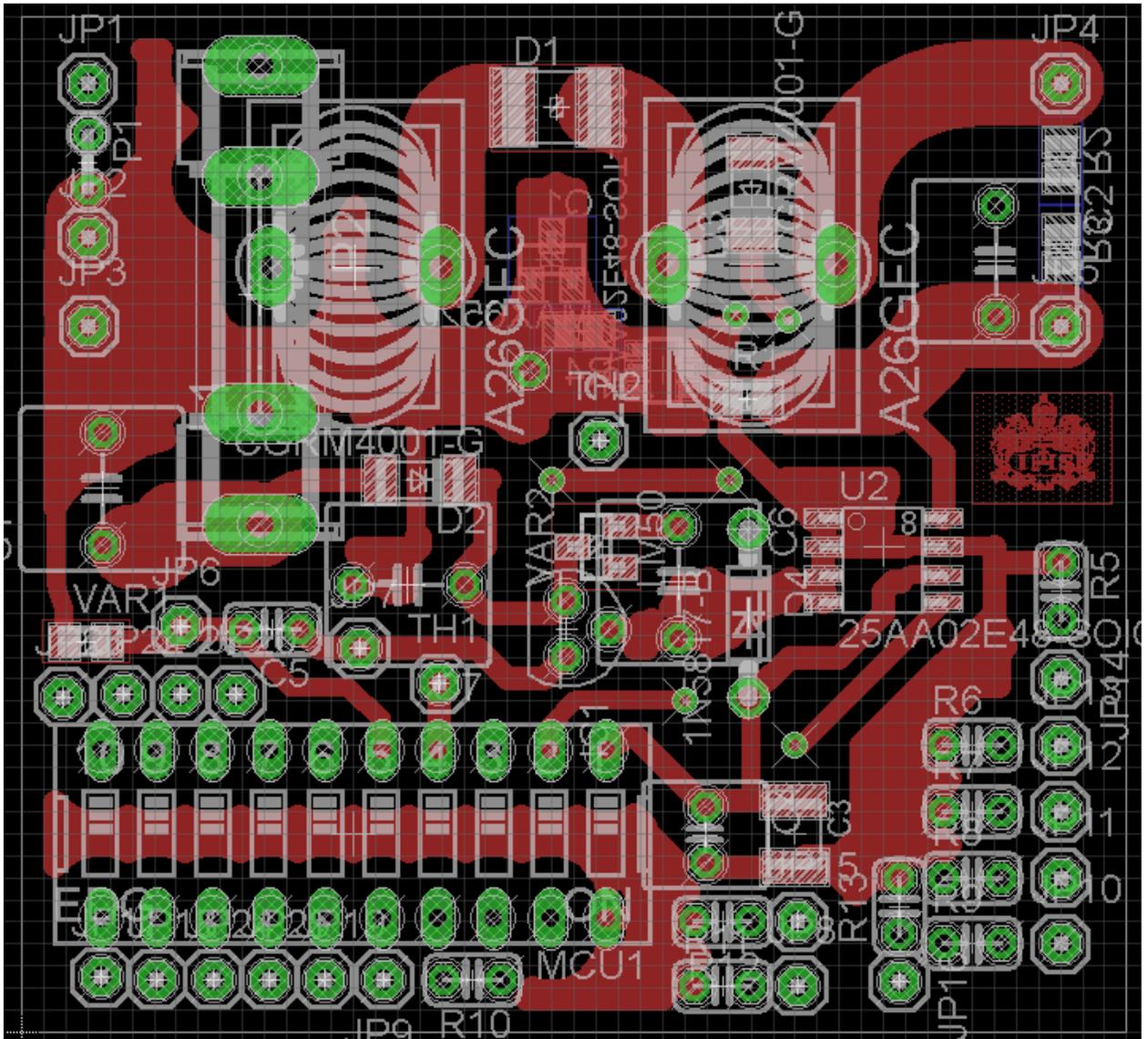
En CD:

- Documento final.
- Artículo IEEE.
- Circuito de pruebas elaborado en PSIM 9.0.3.
- Esquemático final del circuito de protección, convertidor DC-DC y circuito intermedio y plano del circuito impreso elaborado en Cardsfot Eagle 6.1.
- Proyecto de programación, elaborado en Texas Instruments CCE 5.0.
- Atlas de Energía Solar en Colombia.
- Lista de componentes.
- Hojas de datos de los componentes JPx, Px, Lx, Cx, D1, Q.
- Hoja de datos del sensor de corriente INA286.
- Hoja de datos del driver para transistores FET LM5114.
- Datos e imágenes de las pruebas, tomadas con osciloscopio Agilent.
- Hoja de datos MSP430G2553.
- Guía de usuario de la familia MSP430x2xx.
- Guía de usuario de CCS 5, para la familia MSP430.
- Documento MSP430 Value Line LaunchPad Development Kit.

Esquemático



Cara frontal:



Código Completo

```
#include<msp430.h>
#include<math.h>

#define T 160          // PWM Period
#define pr 10000      // Power ripple
#define vmin 1 * 3    // Minimum accumulator voltage * 3
#define vmax 10000 * 3 // Maximum accumulator voltage * 3
#define dv 128        // Delta voltage * 3
#define tmax 56000    // Maximum accumulator temperature
#define dt 256        // Delta temperature
#define st 1          // Setting time (ms)
#define in 10         // Integration number
#define pd 5000       // Power deviation
#define wt 2000       // Watch time (ms)
#define mdd 8         // Mini delta duty cycle

unsigned int pwm(unsigned int dc);
void delay(unsigned int t);
unsigned int smp1(unsigned int ch, unsigned int pin);
unsigned int check(void);
unsigned int power(void);
void stable(void);
void work(void);
unsigned int search(void);

int main(void)
{
    P1DIR = 4 + 64;          // Set P1.6 to output direction
    P1SEL |= 4;             // P1.2 TimerA Output

    BCSCTL1 = CALBC1_8MHZ;  // Set DCO to 8MHz
    DCOCTL = CALDCO_8MHZ;  // Set DCO to 8MHz

    WDTCTL = WDTPW + WDTOLD; // Stop Watchdog

    TA0CCR0 = T;            // PWM Period
    TA0CCR1 = 0;            // PWM ON cycles
    TA0CCTL1 = OUTMOD_7;    // CCR1 reset/set on event
    TA0CTL = TASSEL_2 + MC_1; // SMCLK, up mode

    ADC10CTL0 = SREF_0 + ADC10SHT_3 + ADC10ON + ADC10IE; // V Reference, sample & hold
    64 clocks, ADC enable, interrupt enabled

    for (;;) {              // Program begins
        pwm(60);            // Duty cycle to 80% / 2
        if (search() == 0) { // Search function
            work();          // Work function
        }
    }
}
```

```

    }
}

unsigned int pwm(unsigned int dc){
    if(dc <= T * 0.8){ // Assign new DC only if parameter is less than
        80%
        TA0CCR1 = dc; // PWM ON cycles
    if(dc == 0){
        P1OUT &= ~4; // If DC = 0, makes sure PWM stays low
    }
    }
    return TA0CCR1; // Returns new DC
}

void delay(unsigned int t){
    TA1CCTL0 = CCIE; // CCR0 interrupt enabled
    TA1CCR0 = 3970; // Basic delay of 1ms
    TA1CTL = TASSEL_2 + MC_1; // SMCLK, upmode
    for(; t >= 1; t--){
        _BIS_SR(LPM0_bits + GIE); // Enter LPM0 w/ interrupt
    }
    TA1CTL = MC_0; // Routine ends
}

unsigned int smp1(unsigned int ch, unsigned int pin){
    ADC10CTL1 = ch; // Select input
    ADC10AE0 = pin; // Analog input select
    ADC10CTL0 |= ENC + ADC10SC; // Sampling and conversion start
    __bis_SR_register(CPUOFF + GIE); // Low Power Mode 0
    ADC10CTL0 &= ~ENC; // Stop Sampling and conversion
    return ADC10MEM; // Return Voltage
}

unsigned int check(void){
    unsigned int vo, v0, v1, v2, ta;
    v0 = smp1(INCH_0, 1);
    v1 = smp1(INCH_0, 1);
    v2 = smp1(INCH_0, 1); // Sample 3 times to cover a whole period (60us
* 3)
    vo = v0 + v1 + v2; // Sum the 3 values
    if(vo >= vmax){ // If vo >= vmax shuts down PWM
        pwm(0);
        //display(10);
        while(vo > vmax - dv){ // Wait for the accumulator to discharge
            delay(1000); // 1s delay before next sample
            vo = smp1(INCH_0, 1) * 3;
        }
        return 1;
    }
    if(vo < vmin){ // If vo < vmin shuts down PWM
        pwm(0);
        //display(11);
    }
}

```

```

        while(vo<vmin){ // Wait for the accumulator to reach an
adequate voltage
        delay(1000); // 1s delay before next sample
        vo = smp1(INCH_0, 1) * 3;
        }
        return 1;
    }
    ta = smp1(INCH_3, 8); // If ta>tmax shuts down PWM
    if(ta >tmax){
    pwm(0);
        //display(12);
        while(ta >tmax - dt){ // Wait for the temperature to go down dt
        delay(1000); // 1s delay before next sample
        ta = smp1(INCH_3, 8);
        }
        return 1;
    }
    return 0;
}

unsignedintpower(void){
unsignedintvo, v0, v1, v2, io, i0, i1, i2;
    v0 = smp1(INCH_0, 1); // Sample 3 times vo and io to cover a whole
period (60us * 3)
    v1 = smp1(INCH_0, 1);
    v2 = smp1(INCH_0, 1);
    i0 = smp1(INCH_1, 2);
    i1 = smp1(INCH_1, 2);
    i2 = smp1(INCH_1, 2);
    vo = v0 + v1 + v2;
    io = i0 + i1 + i2;
    returnvo * io; // returns power
}

voidstable(void){
unsignedint p0, p1, aux;
while(1){
    p0 = power(); // Samples power
    aux = 1;
while(aux > 0){
    delay(st); // Wait 1ms
    p1 = power(); // Samples power again
    if(abs(p0-p1) <= pr){ // the difference must be less than pr, in times
    aux++;
    }
    else{// If not, then starts over
    aux = 0;
    }
    if(aux >= in){
        return;
    }
    }
}
}
}

```

```

voidwork(void){
unsignedint p0, p1;
    p0 = power();           // Samples power
while(1){
    delay(wt);
    p1 = power();           // Samples power again and compares
    if(abs(p0 - p1) >= pd){ // If power difference >pd ends function
        return;
    }
}
}

unsignedintsearch(void){
unsignedint s = 0, p0, p1;
intdd = 40, dir;           // Sets PWM = 40%
stable();                  // waits for steady state
    p1 = power();           // Samples Power

while(1){
//display(13);
if(check() != 0){         // Checks accumulator
    return 1;
}
if(s == 0){
    pwm(pwm(1000) + mdd); // Small step forward
    dir = 1;              // Dir = forward
}
else{
    pwm(pwm(1000) - mdd); // Small step backwards
    dir = -1;             // Dir = backwards
}
stable();                // waits for steady state
    p0 = p1;p1 = power();
    p1 = power();         // Samples Power and compares
if(p0 > p1){
    if(s == 0){
        s = 1;           // Same direction
    }
    else{
        pwm(pwm(1000) - mdd * dir); // Go back
        return 0;
    }
}
else{
    if(dd>mdd){
        dd = abs((dd - mdd * dir) / 2) * dir; // New delta DC with smaler step
    }
    else{
        dd = abs(dd - mdd * dir) * dir; // Same delta DC
    }
    s = 0;
    pwm(pwm(1000) + dd); // PWM = PWM + delta DC
    stable();
}
}
}
}

```

```
#pragma vector=TIMER1_A0_VECTOR           // TimerA1 interrupt service routine
__interruptvoidTimer_A1_Interrupt(){
    __bic_SR_register_on_exit(CPUOFF);    // Clear CPUOFF bit from 0(SR)
}

#pragma vector=ADC10_VECTOR              // ADC10 interrupt service routine
__interruptvoidADC10_ISR(void){
    __bic_SR_register_on_exit(CPUOFF);    // Clear CPUOFF bit from 0(SR)
}
```