

BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN

INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

TESIS

“CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA UN COSECHADOR DE ENERGÍA TERMO-ELÉCTRICO”

Para obtener el título de:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA, OPCIÓN INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA

Presenta:

ING. GARCÍA VILLEGAS EDUARDO YOYONTZIN*

Director:

AMBROSIO LÁZARO ROBERTO CARLOS

Co-Asesor externo:

DE LA CRUZ BLAS CARLOS ARISTÓTELES

*Becario SECIHTI

PUEBLA, PUE, Enero 2026.

Agradecimientos

Es tan grande mi sensación de agradecimiento que no existe número que pueda cuantificar las gracias que tengo a todos por la oportunidad que me han dado, principalmente a mi asesor el doctor Roberto Carlos Ambrosio Lázaro que me acompaño y guio en esta cruzada épica, a mi co-asesor el doctor Carlos Aristóteles de la Cruz Blas que todo el tiempo estuvo pendiente de mi avance a pesar de la lejanía.

A mi Familia quienes presenciaron esta larga aventura llena de fracasos y aciertos, quienes estuvieron conmigo a pesar de las dificultades, ya sea de lejos o cerca nunca dejaron de acompañarme, de animarme y de escucharme, a aquellos que sentían conmigo cada emoción de este proceso hasta llegar a su fin.

A todos mis profesores de los cuales aprendí tanto y con su guía pude lograr cosas increíbles, cosas que no había imaginado hacer, sepan que a donde quiera que la vida me lleve siempre llevare un pedacito de todos ustedes.

Mis compañeros con los cuales recorrí esta travesía y generé una hermosa fraternidad; juntos nos acompañamos, nos animamos y aprendimos unos de otros.

A la Facultad de Ciencias de la Electrónica en donde he vivido tantas cosas sin las cuales no sería el hombre que soy ahora. A la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla quien me dio la oportunidad y la infraestructura de cursar la maestría.

Al SECIHTI que me brindo el móvil en forma de una beca para poder cursar y terminar este proyecto de maestría.

La falta de experiencia en la vida nos hace ver que todos los problemas son insuperables

"*Confía en el tiempo, que suele dar dulces salidas a muchas amargas dificultades*"
Miguel de Cervantes Saavedra, *Don Quijote de la Mancha*, Parte I, Capítulo XXV

Contenido

Agradecimientos 2
Capítulo I. Introducción 11
1.1 Problema a resolver 16
1.2 Objetivos 17
Objetivo general: 17
Objetivos específicos 17
1.3 Justificación 17
1.4 Descripción 19
1.5 Diagrama metodológico 19
1.6 Estructura del documento 20
Capítulo II Marco teórico 22
2.1.1 Efecto Seebeck 22
2.1.2 Efecto *Peltier* 24
2.1.3 Efecto Thomson 24
2.1.4 Efecto Joule 25
2.2.1 Convertidores AC-DC (Rectificadores) 26
2.2.2 Convertidor CD-CD (ELEVADOR) 30
2.2.3 Control por técnica de seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT) 35
2.2.3.1 Técnicas MPPT aplicadas a sistemas de cosecha termoeléctrica 35
Capítulo III Desarrollo metodológico 37
3.1.1 esquema general de cosechador de energía termoeléctrico 37
3.2 Generador Termoeléctrico (TEG) 37
3.2.1 Modelo eléctrico de un TEG 40
3.2.2 Caracterización de un módulo TEG 42
3.3 Circuito de acondicionamiento 45
3.4 Convertidor de voltaje 50
3.4.1 Ciclo de trabajo 51
3.4.2 Corriente de salida 51
3.4.3 Resistencia de carga 51
3.4.4 Resistencia del TEG 52

3.4.5 Elección del Inductor 52
3.4.6 Elección del capacitor 52
3.4.7 Dispositivos de potencia 53
3.5 Acondicionamiento TEG + *Boost* 55
3.6 Seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT) 57
3.7 Criterios de estabilidad 61
3.7.1 Identificación del punto de colapso 62
Capitulo IV Resultados 65
4.1 Caracterización de TEG 65
4.2 Circuito acondicionador 82
4.3 Emulación del generador termoeléctrico (TEG) 90
4.4 Evaluación del uso de un solo *mosfet* como interruptor 90
4.5 Configuración back to back para aislamiento del TEG 91
4.6 Paralelización de *mosfet´s* y efecto sobre la resistencia equivalente 91
4.7 Selección del número optimo de *MOSFET* 92
4.8 Comparación entre simulación – emulación - experimentación 93
4.9 Potencia entregada por el TEG en función de la resistencia de entrada equivalente 94
4.9.1 Diseño de placa PCB 96
4.10 Resultados del sistema boost con MPPT 98
4.10.1 Identificación experimental del punto de máxima potencia 99
4.10.2 Análisis grafico del desempeño del MPPT 99
4.10.2.1 Eficiencia en función de la corriente de salida 100
4.10.2.2 Eficiencia en función de la potencia de salida 101
4.10.2.3 Relación entre eficiencia y voltaje de salida 102
4.10.2.4 Correspondencia entre eficiencia y diferencia de temperatura 103
4.10.3 Comparación entre sistema sin MPPT y con MPPT 103
4.10.4 Diferencia entre el punto de máxima potencia y el punto de eficiencia máxima 104
4.10.5 Limites de operación y estabilidad 105
4.11 Aplicaciones experimentales y validación funcional del sistema de recolección de energía 107
4.11.2 Alimentación de un sensor analógico de ultra bajo consumo (MCP9700) 107
4.11.3 Carga de un supercapacitor como almacenamiento energético 109
4.11.4 Autoalimentación del PIC18LF4550 y operación autónoma (análisis energético) 110

4.12 comparación con el estado del arte ____ 113
Capítulo V ____ 118
5.1 Conclusiones ____ 118
5.2 Trabajos a futuro ____ 119
Apéndice 1 ____ 120
Apéndice 2 ____ 124
Apéndice 3 ____ 126
Referencias ____ 130

índice de figuras

Figura 1 Tipos de energías renovables. 11
Figura 2 Energía generada por diversas fuentes en el país año 2021 13
Figura 3 Sistemas de cosecha de energía 14
Figura 4 (A) Reloj Seiko Thermic que podría generar alrededor de 25 μW . (B) Diagrama del reloj Seiko Thermic. Pistas del circuito de alimentación del reloj (C) generador termoeléctrico interno del reloj [7] 15
Figura 5 Sistema de cosecha de energía 16
Figura 6 Descripción del Proyecto 19
Figura 7 Diagrama de actividades 20
Figura 8 Efectos termoeléctricos 22
Figura 9 Estructura de un termopar 23
Figura 10 funcionamiento de celda Peltier 24
Figura 11 Rectificador de voltaje 26
Figura 12 voltaje de entrada senoidal (izq. arriba), voltaje de salida rectificado de media onda (izq. abajo) y circuito rectificador de media onda, derecha 26
Figura 13 voltaje de entrada senoidal (izq. arriba), voltaje de salida rectificado de media onda (izq. abajo) y circuito rectificador de onda completa, derecha 27
Figura 14 Voltaje de salida ya rectificado y estabilizado con capacitor (izq. arriba), voltaje sinusoidal de entrada (izq. abajo) y circuito rectificador de onda completa con carga RC 28
Figura 15 Señal de entrada (Izq. superior), señal rectificada de media onda (Izq. inferior) y circuito rectificador de media onda 29
Figura 16 Señal de entrada (Izq. superior), señal rectificada de media onda (Izq. inferior) y circuito rectificador de onda completa 30
Figura 17 Convertidor elevador DC-DC, modo 1 abajo, modo 2 arriba 32
Figura 18 Transferencia de energía a través de la onda de correine del inductor 33
Figura 19 Esquema general del cosechador de energía termoeléctrico TEG 37
Figura 20 Estructura interna de un TEG 38
Figura 21 Funcionamiento interno de un TEG, [6]. 39
Figura 22 modelo eléctrico del TEG 41
Figura 23 simulación del proceso de caracterización del TEG 42
Figura 24 Base para caracterización de TEG 44
Figura 25 Algoritmo para medir la temperatura con termopar tipo k con microcontrolador ATmega328P. 45
Figura 26 Circuito original oscilador 46
Figura 27 Circuito de acondicionamiento propuesto 48
Figura 28 Circuito propuesto en pequeña señal 49
Figura 29 Señal de salida circuito acondicionador (izq.), zoom señal de la señal de salida (der) 50
Figura 30 Diagrama esquematico de convertidor boost 53
Figura 31 Respuesta del Voltaje de salida vs tiempo 54
Figura 32 conexión Back to Back 55
Figura 33 conexión Back to Back en paralelo 57
Figura 34 Diagrama a bloques para MPPT 60
Figura 35 Voltaje en circuito abierto. 66
Figura 36 voltaje-Resistencia simulada del TEG TGM 287 (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) 67
Figura 37 Corriente-Resistencia del TEG TGM 287 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT menores (abajo der) 68

Figura 38 P-R del TEG TGM 287 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo 69
Figura 39 Potencia vs resistencia experimental TEG TGM 287 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental con los ΔT máximos (derecha) 70
Figura 40 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TGM 287, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 71
Figura 41 Gráfica de potencia vs corriente del TEG TGM 287, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 71
Figura 42 voltaje-Resistencia del TEG TG 12-4 simulada (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) 72
Figura 43 Corriente-Resistencia del TEG TG 12-4 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT mínimos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) .. 73
Figura 44 Potencia vs resistencia del TEG TG 12-4 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo 74
Figura 45 Potencia vs resistencia experimental del TEG TG 12-4 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental del TEG TG 12-4 con los ΔT máximos (derecha) 75
Figura 46 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 76
Figura 47 Gráfica de potencia vs corriente del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 76
Figura 48 voltaje-Resistencia del TEG SP 1848 simulada (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) 77
Figura 49 Corriente-Resistencia del TEG SP 1848 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT mínimos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) .. 78
Figura 50 Potencia vs resistencia del TEG SP 1848 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo 79
Figura 51 Potencia vs resistencia experimental del TEG SP 1848 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental del TEG SP 1848 con los ΔT máximos (derecha) 80
Figura 52 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 80
Figura 53 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG SP 1848, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos 81
Figura 54 señal de entrada senoidal (arriba), señal de salida (abajo) 82
Figura 55 ambas señales de salida del circuito propuesto, la señal V_{01} (abajo), señal $V0_2$ (arriba) 83
Figura 56 Circuito propuesto ensamblado en una placa fenólica 84
Figura 57 oscilación que se da en el voltaje de salida del circuito propuesto 85
Figura 58 Zoom del voltaje de salida ante un voltaje de entrada sinusoidal de 100 mV 85
Figura 59 Voltaje de salida con una señal de entrada cuadrada de 100 mV 86
Figura 60 Zoom del voltaje de salida ante un voltaje de entrada cuadrado de 100 mV 87
Figura 61 Circuito propuesto con rectificador de onda completa a su salida 87
Figura 62 análisis de la señal rectificada de la potencia de salida arriba, voltaje de salida en medio y corriente en la resistencia de carga abajo 88
Figura 63 Potencia de salida vs resistencia de carga del voltaje de salida ya rectificado 89
Figura 64 conexión con un solo transistor mosfet como interruptor 90
Figura 65 Implementación del interruptor tipo back to back 91
Figura 66 Interruptor en configuración back to back con tres parejas de mosfet´s en paralelo 92
Figura 67 Potencia de entrada VS resistencia de entrada 95
Figura 68 Diagrama esquemático del convertidor boost + interruptor 96
Figura 69 Proyección en 3D de circuito impreso 97
Figura 70 Placa PCB fabricada 97

Figura 71 Eficiencia vs corriente de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT *100*
Figura 72 Eficiencia vs potencia de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT..... *101*
Figura 73 Eficiencia vs voltaje de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT..... *102*
Figura 74 Eficiencia vs diferencia de temperatura salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT *103*
Figura 75 Grafica que muestra la relación entre el criterio del voltaje y el gradiente de temperatura *105*
Figura 76 Alimentación y funcionamiento del sensor de temperatura MCP9700 ..... *107*
Figura 77 Capacitor almacenando energía del sistema TEG + Boost + MPPT..... *110*
Figura 78 Rangos de operación de familias de dispositivos de IOT [48]..... *115*
Figura 79 Consumo promedio de dispositivos y sensores de baja potencia [49] *116*

Índice de tablas

Tabla 1 Comparación de circuitos acondicionadores para cosecha termoeléctrica, parte 1 ..... *18*
Tabla 2 Comparación de circuitos acondicionadores para cosecha termoeléctrica, parte 2 ..... *18*
Tabla 3 Relación entre términos eléctricos y térmicos [22-23] *40*
Tabla 4 Características del Módulo TEG SP1848 [32] *43*
Tabla 5 Características del Módulo TEG TGM-127-1.4-1.5 [28] *43*
Tabla 6 Características del Módulo TEG TG12-4 [33] *43*
Tabla 7 Parámetros para diseño del convertidor Boost *51*
Tabla 8 Valores de componentes para diseño de convertidor boost *54*
Tabla 9 Comparación de técnicas MPPT para aplicación a cosecha de energía termoeléctrica *59*
Tabla 10 Puntos de estabilidad del sistema *63*
Tabla 11. Parámetros necesarios para simular TEG *65*
Tabla 12 Valores máximos de potencia TEG SP 1848. ..... *81*
Tabla 13 Valores máximos de potencia TEG TG 12-4 ..... *82*
Tabla 14 Valores máximos de potencia TEG TGM 287 ..... *82*
Tabla 15 Valores de la corriente en las terminales de los transistores con voltajes de entrada sinusoidales y en forma cuadrada *86*
Tabla 16 Valores obtenidos en simulación de conexión en configuración back to back *92*
Tabla 17 Resultados en configuración experimental de modos de aislar el TEG del convertidor boost *93*
Tabla 18 comparación entre datos simulados y experimentales de la configuración back to back con 3 mosfet´s en paralelo y con el módulo termoeléctrico TG12-4 ..... *93*
Tabla 19 Valores obtenidos experimentalmente para el sistema boost con MPPT activo, parte I *98*
Tabla 20 Valores obtenidos experimentalmente para el sistema boost con MPPT activo, parte II *99*
Tabla 21 Diferencia entre MPP y eficiencia máxima *104*
Tabla 22 Variación de puntos de operación y de la resistencia equivalente. *106*
Tabla 23 Tiempo de almacenar carga del super-capasitor *109*
Tabla 24 comparación de este trabajo con trabajos previos, parte 1 ..... *113*
Tabla 25 comparación de este trabajo con trabajos previos, parte 2 ..... *114*

Capítulo I. Introducción

Desde el siglo XX, a nivel mundial, la generación de energía eléctrica se ha basado principalmente en el uso de combustibles fósiles como el carbón, el petróleo y el gas natural. La quema de estos recursos ha provocado contaminación ambiental, incremento del efecto invernadero, deterioro de los ecosistemas, así como diversas enfermedades y una disminución en la calidad de vida, entre otras consecuencias. Por estas razones, la Organización de las Naciones Unidas (ONU) declaró en el año 2022 que “un medio ambiente saludable es un derecho” [1].

En la actualidad, la demanda de electricidad es responsable de aproximadamente el 60% de las emisiones de gases de efecto invernadero; no obstante, el consumo de energía eléctrica continúa en aumento. La Agencia Internacional de la Energía indica que, tan solo en el año 2018, la demanda eléctrica per cápita a nivel mundial fue de 3260 kWh por persona, lo que representa un incremento del 3.4% en comparación con el año 2017. En México, la demanda de energía eléctrica también ha mostrado una tendencia creciente; en 2018 el país consumió 290,100 GWh y, para 2020, el consumo aumentó a 315,968 GWh, lo que equivale a un incremento del 8.91% [2–3].

A nivel mundial, se ha establecido el objetivo de garantizar el acceso a energía asequible y no contaminante, impulsar la investigación de fuentes de energía alternativa, duplicar la tasa mundial de eficiencia energética y mejorar la infraestructura y la tecnología destinadas a la producción y distribución de energía eléctrica [4].

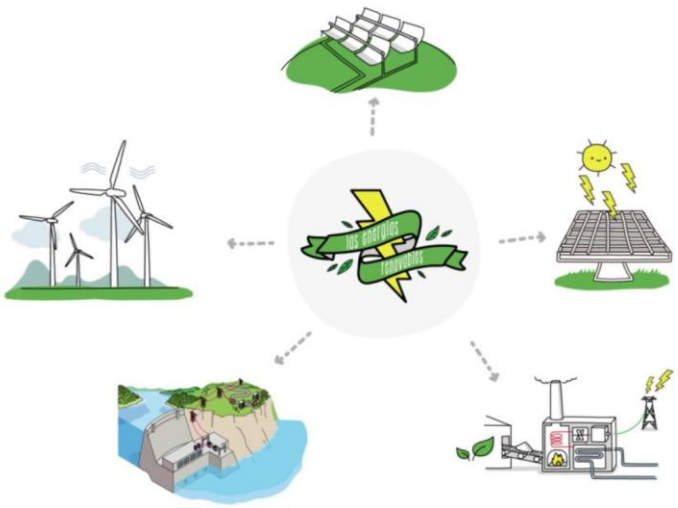


Figura 1 Tipos de energías renovables.

Esta lucha por combatir la contaminación, aunada al aumento de la demanda de energía eléctrica, ha generado la necesidad de aprovechar todas las fuentes de energía disponibles.

La Figura 1 presenta diversas fuentes de energía renovable, tales como la fotovoltaica, nuclear, eólica y geotérmica. El uso de estas fuentes se ha consolidado como una alternativa viable, ya que permiten la generación de grandes cantidades de electricidad mediante el aprovechamiento de la fuerza del viento, la fisión nuclear, la radiación solar y el calor de la Tierra, entre otros recursos.

Estas fuentes de energía renovable, si bien no son constantes, tienen la capacidad de generar electricidad de manera limpia y en grandes cantidades, lo que permite contrarrestar la energía producida a partir de hidrocarburos. Tan solo en el año 2021, del total de la energía eléctrica producida en el país, el 37.5% fue generado mediante energías renovables, de las cuales el 25.4% correspondió a hidroeléctricas, el 8.67% a energía nuclear, el 3.39% a energía geotérmica, el 0.06% a energía eólica y el 0.01% a energía solar, como se muestra en la Figura 2 [5].

En la producción de energía, no toda la energía generada es aprovechada; por ejemplo, durante la quema de combustibles fósiles para producir electricidad o movimiento mecánico, una parte significativa se disipa en forma de calor o vibraciones.

La cosecha de energía consiste en la recolección de energía que se disipa en forma de calor, vibraciones, radiación electromagnética entre otros fenómenos, como se muestra en la Figura 3, para posteriormente transformarla en energía eléctrica. Si bien la cosecha de energía no genera grandes cantidades de electricidad en comparación con las fuentes renovables convencionales, puede proporcionar una fuente de energía constante, ya que la disipación de energía en forma de calor o vibraciones ocurre de manera continua.

Asimismo, la cosecha de energía puede integrarse con sistemas de generación de energía renovable; por ejemplo, un sistema de cosecha de energía termoeléctrica puede complementarse con un sistema fotovoltaico, o un sistema piezoeléctrico con un sistema eólico. De esta manera, la operación conjunta de sistemas de generación renovable y de cosecha de energía contribuye a incrementar la eficiencia global en la generación de electricidad [6].

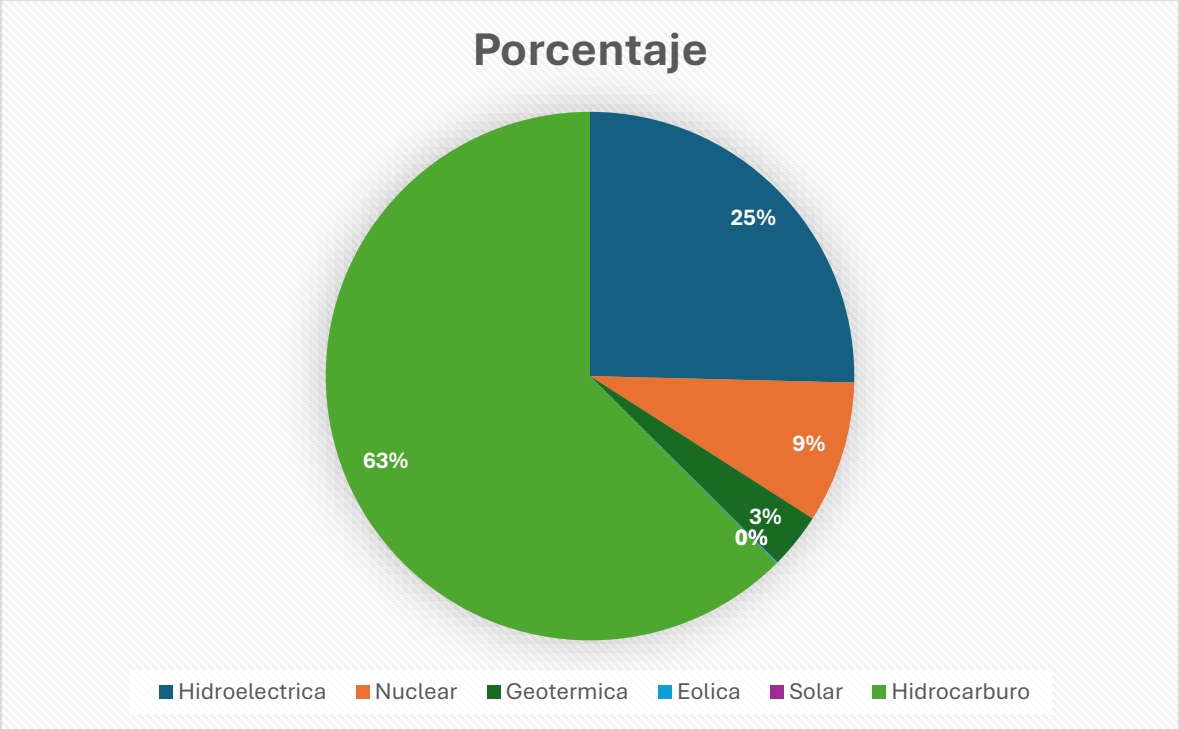


Figura 2 Energía generada por diversas fuentes en el país año 2021

Un sistema de cosecha de energía no produce grandes cantidades de electricidad, por lo tanto, es difícil que pueda alimentar sistemas complejos, pero sí puede alimentar dispositivos de baja potencia como sensores, dispositivos donde su acceso complique el conectarlos a una fuente de alimentación; por ejemplo, un sensor biomédico; otra aplicación es almacenar energía, como, un automóvil donde se transforma el calor residual del motor en electricidad para después almacenarla en una batería.

También puede alimentar un módulo de sensores inalámbricos, figura 3, estos tienen la característica de eliminar la dependencia de fuentes de poder o evitar el cambio constante de una fuente de alimentación para reducir costos y mantenimiento; por lo tanto, se ven en la necesidad de extraer la energía del medio ambiente que los rodea, estos sistemas se componen por:

- El elemento que transforma la energía física en eléctrica.
- Un convertidor el cual se encarga de obtener la máxima potencia traductor.
- Un medio de almacenamiento como un supercapacitor o batería.
- Un microcontrolador de bajo consumo.
- Un sensor de baja potencia.

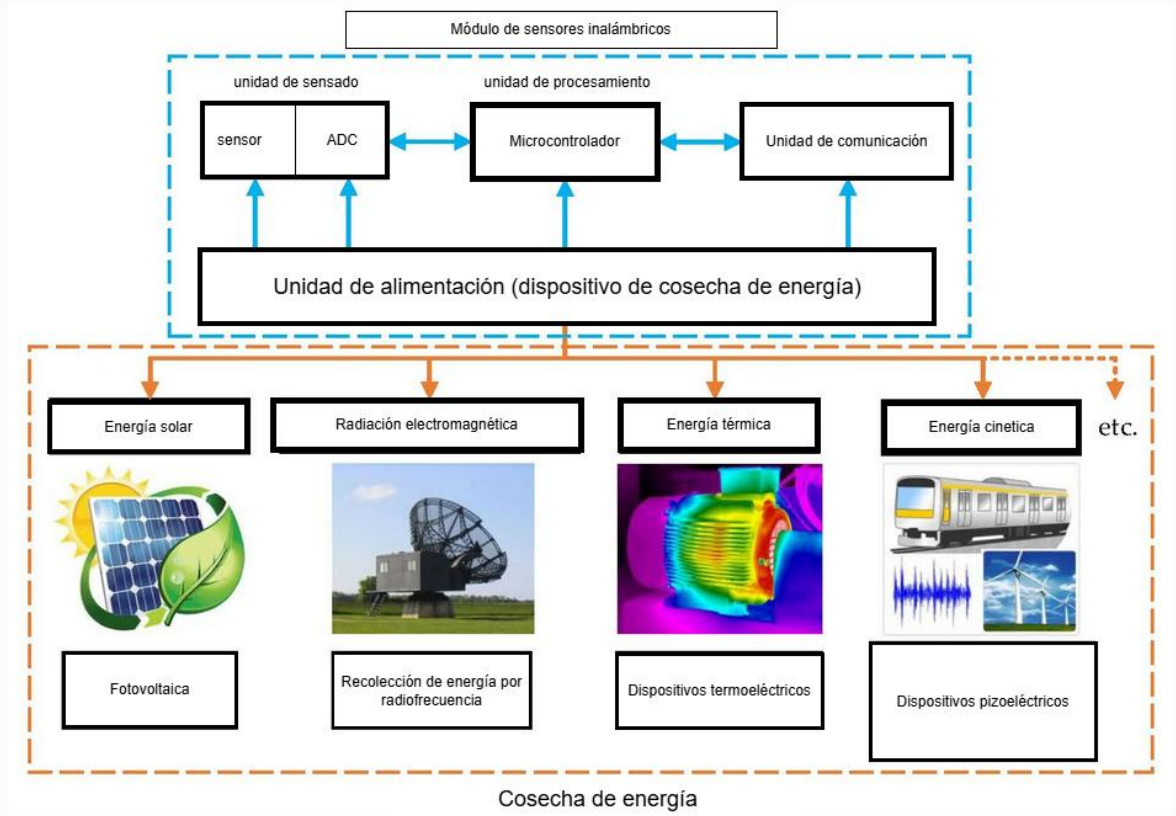


Figura 3 Sistemas de cosecha de energía

Esos sistemas son una alternativa para resolver el problema de *batería muerta* en lugares donde el acceso a ella sea extremadamente difícil*;* al dejar de depender de una batería pueden funcionar por un periodo largo de tiempo, algunas aplicaciones donde se pueden encontrar estos sistemas son:

- En estructuras como puentes o edificios donde el sistema puede quedar embebido en el hormigón de la construcción o a una altura de difícil acceso para mantenimiento.
- En las fábricas las baterías se atrofian con facilidad a causa de las altas temperaturas o interferencias para monitorear vibraciones y altas temperaturas en motores críticos.
- Monitorear grandes cantidades de hectáreas hacen difícil el mantenimiento en cada sector de la siembra, por lo tanto, sensores de humedad, salinidad del suelo y pH que se alimenten de la luz inclusive en días nublados y por algún protocolo de comunicación envíen datos.

Este trabajo se enfoca en la cosecha de energía térmica, en donde el calor residual se convertirá en electricidad; este puede provenir de una fuente natural o artificial, por ejemplo, la caldera de una fábrica, un motor de combustión interna, el cuerpo humano, entre otros. Para poder llevar a cabo la conversión de energía térmica a eléctrica, es necesario un efecto termoeléctrico, el cual depende de una diferencia de temperatura, o también llamado

gradiente de temperatura (ΔT), descrito como la diferencia algebraica entre una temperatura caliente (Th) y una temperatura fría (Tc).

El dispositivo encargado de generar la electricidad es denominado generador termoeléctrico (TEG). El cual, por medio de un gradiente de temperatura y con el fenómeno termoeléctrico de Seebeck, transforma el calor en energía eléctrica.

Actualmente, ya existen algunos dispositivos de baja potencia que utilizan un TEG para generar energía y, de esta manera, ser autosuficientes; por ejemplo, en la Figura 4 se observa un reloj Seiko capaz de aprovechar el calor irradiado por el cuerpo humano para hacerlo funcionar [7].

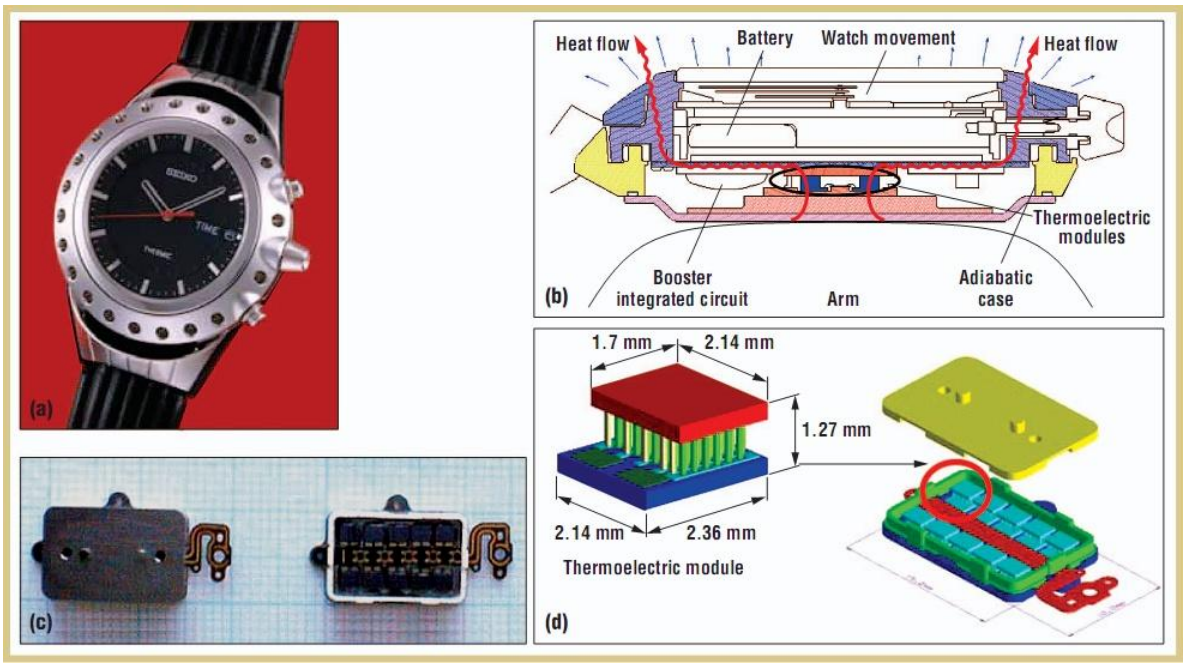


Figura 4 (A) Reloj Seiko Thermic que podría generar alrededor de 25 μW . (B) Diagrama del reloj Seiko Thermic. Pistas del circuito de alimentación del reloj *(C) generador termoeléctrico interno del reloj [7]*

El TEG cuenta con las ventajas de ser un dispositivo silencioso, de estado sólido, compacto, no requiere mantenimiento, funciona a temperaturas en promedio de 250 °C, es amigable con el medio ambiente, entre otras. Estos puntos convierten al TEG en el dispositivo idóneo para recolectar los residuos de calor y transformarlos en energía eléctrica; no obstante, el TEG entrega un voltaje generado en el orden de los mV, por lo tanto, solo puede alimentar sistemas o dispositivos de baja potencia. Esta característica trae la necesidad de acompañar al TEG de un circuito acondicionador, con el objetivo de aumentar la energía generada y así alimentar dispositivos de mayor voltaje; por lo tanto, al juntar el TEG con un circuito acondicionador se forma un sistema de cosecha de energía termoeléctrica, como se muestra en la Figura 5, el cual se compone de las siguientes partes [6–7]:TEG.

1. Fuente de calor.
2. Fuente de frío.
3. Convertidor de voltaje.
4. Etapa de control.

5. Carga.

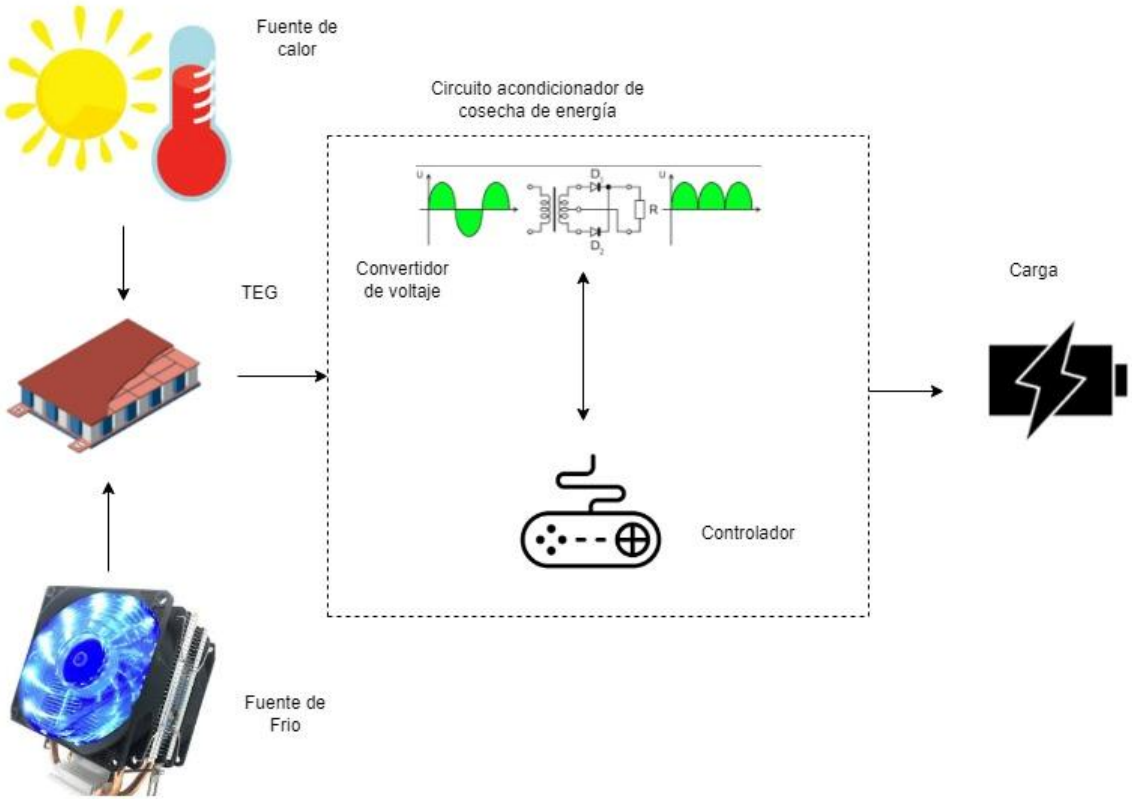


Figura 5 Sistema de cosecha de energía

1.1 Problema a resolver

El TEG transforma el calor en energía eléctrica, pero el voltaje que entrega es bajo, pues está en el rango de mili-voltios [mV]. Este voltaje no es útil para alimentar un circuito eléctrico, llevando a la necesidad de desarrollar un circuito acondicionador que aumente el voltaje de salida; adicionalmente, este circuito tiene que alimentarse de la misma energía producida por el propio TEG. En este caso, se propone un convertidor de voltaje. Dicho circuito acondicionador tiene que generar la energía necesaria para hacer funcionar un circuito de baja potencia o para almacenar la carga en una batería.

1.2 Objetivos

Objetivo general:

Diseñar un circuito de recolección para un cosechador de energía termo-eléctrico.

Objetivos específicos

1. Identificar de acuerdo con el estado del arte las características finales que deberá alcanzar el circuito que se va a diseñar.
2. Evaluar diferentes circuitos de recolección para cosechadores de energía termo-eléctrica y seleccionarlos con el objetivo de comparar estos circuitos con el diseño que se va a realizar.
3. Implementar un controlador para obtener la máxima potencia, voltaje y corriente de salida del cosechador.
4. Experimentar con una carga adecuada donde se pueda medir el voltaje, corriente y potencia de salida para poder comparar estos resultados con la entrada.
5. Desarrollar un prototipo en PCB y caracterizarlo para validar su correcto funcionamiento.

1.3 Justificación

La cosecha de energía termoeléctrica ha tenido importantes avances en los últimos años, principalmente por la integración de nuevos materiales en la fabricación de TEGs; no obstante, debido a las limitaciones físicas (tamaño del TEG), a la generación de un ambiente que origine un gradiente de temperatura propicio para producir electricidad y al bajo voltaje de salida generado, su uso se encuentra limitado.

Tomando en cuenta que el voltaje de salida generado por el TEG se encuentra en el orden de los milivoltios (mV), este voltaje no es suficiente para alimentar sistemas convencionales. Esto trae la necesidad de desarrollar un circuito acondicionador que se alimente de la energía que genera el mismo TEG y, al mismo tiempo, pueda elevar el voltaje de salida a un nivel suficientemente para hacer funcionar un dispositivo de baja potencia, como un sensor, o bien para almacenar la energía en una batería.

Este circuito debe ser barato, sus elementos deben ser de fácil acceso, debe ser pequeño para su construcción y debe tener la capacidad de excitarse con una cantidad mínima de voltaje, debido a que, cuando el gradiente de temperatura es pequeño, el voltaje generado de igual forma será reducido. Por lo tanto, este circuito debe tener la característica particular de funcionar con un voltaje pequeño. Una vez que el circuito ya esté funcionando, es necesario hacer uso de alguna técnica o arquitectura de circuitos para poder elevar el voltaje, como, un convertidor DC-DC, sin olvidar que este sistema debe tener la peculiaridad de proporcionar una entrega de voltaje constante. Esto lleva a la búsqueda de una técnica para poder controlar dicha entrega de voltaje constante.

Las Tablas 1 y 2 muestran circuitos enfocados en la cosecha de energía termoeléctrica, diseñados en los últimos años. Estos circuitos van desde aquellos que buscan obtener una

alta eficiencia energética, pero pagando el precio de tener dispositivos de difícil acceso o de alto costo para la fabricación del circuito.

Otros circuitos se enfocan en lograr una eficiencia energética media, con el objetivo de ser simple o pueder construirse de manera sencilla, pero utilizando técnicas especiales, como por ejemplo una técnica de polarización de puerta adaptativa (AGB) o una técnica de control de redistribución de energía (ERC). Otra rama importante de circuitos cosechadores tiende a tener también un voltaje de salida alto, pero sacrifica el tamaño del circuito, principalmente porque suelen utilizar transformadores, lo que provoca que el circuito sea grande y pesado.

Una última rama de circuitos tiende a presentar una eficiencia energética baja o media, pero se apoya en sistemas simples, como por ejemplo osciladores, para hacer funcionar el circuito con un voltaje pequeño. Dentro de estos circuitos existen dos variantes: una variante tiende a utilizar varias etapas, donde se va transformando la señal; estas etapas pueden ser de dos a tres. La segunda variante, de forma simple, consiste en un circuito basado en osciladores como Royer, Hartley, etc. Este oscilador tiende a estar modificado para poder otorgar un voltaje de salida que sea útil para una aplicación determinada, pero sacrifica un manejo de voltaje constante controlado.

Parámetros.	**Circuito**.				
	[8]	[9]	[10]	[11]	[12]
V_{in}	100 mV	300 mV	350 mV (alterna)	9 mV	55 mV arranque, 23 mV mínimo
V_{out}	0.5 V	5 V	0.5 V (DC)	0.39 V	3 V
P_{out}	1000µW	131 mW	19µW	0.8 µW	26 µW
Frecuencia.	100KHz	37.5	5KHz	42 KHz	35 KHz
Transformador.	no	Si (2)	no	Si	No
Topología.	Una etapa con técnica AGB y ERC	Un convertidor de arranque y uno principal	Dos etapas (rectificador + diodo activo)	Derivado de un oscilador Royer	Derivado de un oscilador *Harley* clásico
Eficiencia.	83.4%	37.5 %	90%	57 %	50%

Tabla 1 Comparación de circuitos acondicionadores para cosecha termoeléctrica, parte 1

Parámetros.	**Circuito.**		
	[13]	[14]	[15]
V_{in}	50 mV	50 mV	150 mV
V_{out}	251 mV	1.2 V	1.2 V
P_{out}	0.63 µW	1 mW	2.2 µW
Frecuencia.	181 KHz	30 MHz	200 MHz
Transformador.	No	No	no
Topología.	Derivado de un oscilador *Harley* clásico	Tres etapas de convertidores.	Oscilador + rectificador + bomba de carga
Eficiencia.	35.80 %	73 %	20 %

Tabla 2 Comparación de circuitos acondicionadores para cosecha termoeléctrica, parte 2

1.4 Descripción

Este proyecto está estructurado en cinco partes, como se puede ver en la Figura 6. La primera parte consiste en la elección y conexión de un TEG; para poder conectarlo y seleccionarlo es importante llevar a cabo la caracterización del dispositivo. La segunda parte se conforma de un circuito que pueda funcionar con el voltaje suministrado por el TEG y, a su vez, pueda entregar un voltaje y una potencia mayores a los de la entrada; además, debe tener una alta eficiencia y un bajo voltaje de arranque. Para diseñar este circuito cosechador se usó el software LTspice.

El diseño de la etapa de control se encuentra en la tercera parte del proyecto; esta tiene el objetivo de obtener a la salida la mayor cantidad de potencia posible. Para el diseño de este controlador se propone utilizar una técnica de MPPT.

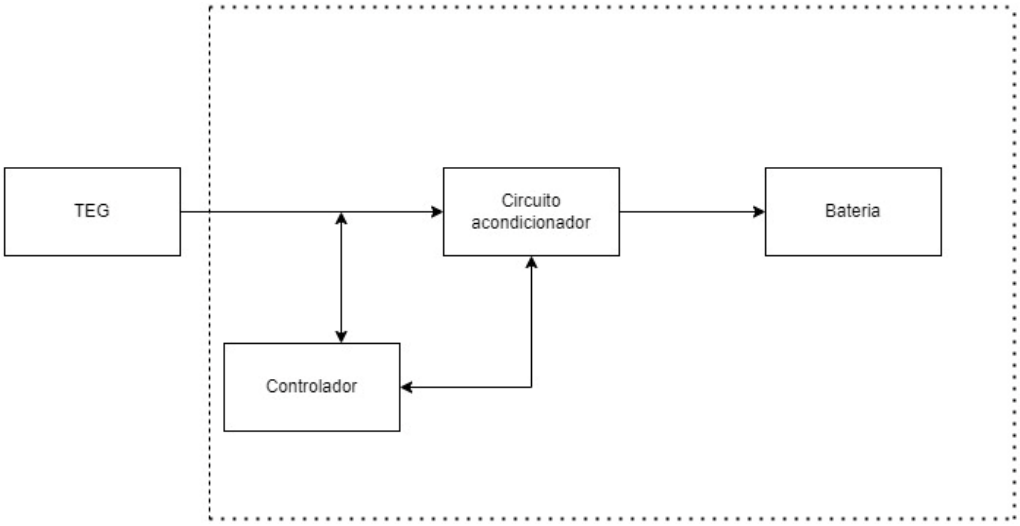


Figura 6 Descripción del Proyecto

En la cuarta parte del proyecto, la energía generada por el TEG y cosechada por el circuito se almacenará en una batería. Finalmente, en la quinta parte se construirá un prototipo en una PCB para poder probar, caracterizar y validar el correcto funcionamiento del circuito desarrollado.

1.5 Diagrama metodológico

Para el desarrollo de esta tesis se pretende seguir una metodología en cascada, Figura 7. Esta se compone de las siguientes etapas:

- La primera etapa se encarga de obtener el estado del arte, el estudio de los circuitos acondicionadores y las características de los dispositivos TEG.
- La segunda etapa se encargó de recolectar información de rectificadores y convertidores de voltaje.
- La tercera etapa se encargará de conseguir el modelo eléctrico de un TEG
- La cuarta etapa se encargó de buscar métodos de control para convertidores boost.

- En la quinta etapa se simuló el generador termoeléctrico.
- La sexta etapa se encargará de la experimentación y caracterización del TEG.
- La séptima etapa se enfoca en analizar las respuestas de los TEG seleccionados y en la elección de uno.
- En la octava etapa se caracterizó y experimentó el circuito acondicionador (arrancador).
- En la novena etapa se diseñó y simuló el convertidor boost.
- En la décima etapa se diseñó un circuito interruptor que aísle el TEG del convertidor boost.
- En la undécima etapa se registró la respuesta del sistema sin una técnica de control.
- La duodécima etapa se centra en el diseño de la técnica de control seleccionada.
- La decimotercera etapa se enfoca en obtener la respuesta del sistema con un control implementado.
- En la decimocuarta etapa se realizaron aplicaciones experimentales para validar el correcto funcionamiento del sistema.
- En la decimoquinta etapa se diseño y desarrollo el circuito impreso del convertidor boost + el convertidor
- Finalmente, en la última etapa se abordan los resultados del sistema.

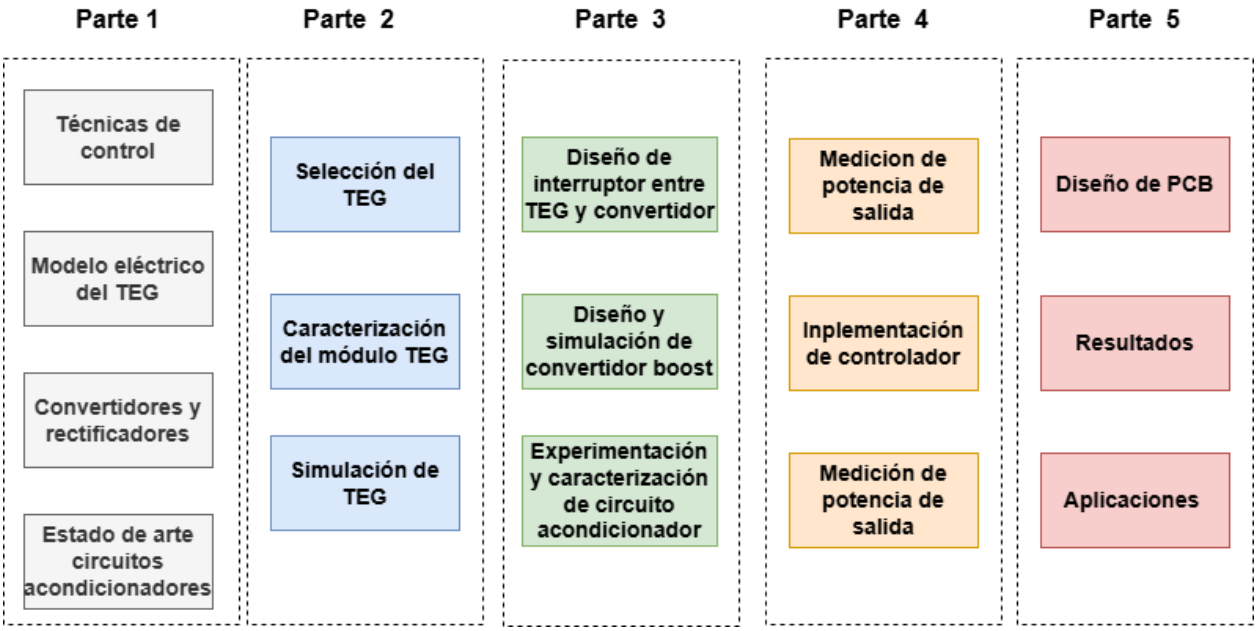


Figura 7 Diagrama de actividades

1.6 Estructura del documento

Este trabajo de tesis está formado por los siguientes capítulos, donde se aborda todo lo relacionado con un circuito acondicionador para la cosecha de energía termoeléctrica y su aplicación a dispositivos de bajo consumo de energía eléctrica:

Capítulo I. En este capítulo se describen conceptos básicos usados en esta tesis estos son; la introducción, el objetivo general, los objetivos específicos, la justificación, el problema a resolver y el estado del arte.

Capítulo II. En este capítulo se abordan los efectos termoeléctricos que le dan vida a un generador termoeléctrico; se estudia el uso de los rectificadores de media onda y de onda completa, se aborda lo referente a los convertidores elevadores (boost) y las técnicas de seguimiento del máximo punto de potencia.

Capítulo III. Se describen las características del TEG, su modelo eléctrico y el procedimiento de caracterización; se describe el circuito arrancador, el diseño del convertidor boost, el diseño del interruptor entre el TEG y el convertidor, la selección del método de control por seguimiento de máxima potencia también los criterios de estabilidad e identificación del punto de colapso.

Capítulo IV. En este capítulo se incluyen los resultados de la caracterización del TEG, del circuito arrancador, del diseño del interruptor entre el TEG y el convertidor; además, se presentan los resultados del convertidor en operación con el TEG simulado, emulado y experimental, la implementación del funcionamiento con el control por seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT), el análisis de eficiencia, del máximo punto de potencia (MPP), del límite de operación y estabilidad y, finalmente, los resultados con aplicaciones experimentales de baja potencia.

Capítulo V. presenta las conclusiones del trabajo y se presentan los trabajos futuros.

Capítulo II Marco teórico

Los efectos termoeléctricos son aquellos fenómenos físicos en donde, a través de una interacción térmica, se produce energía eléctrica, o por medio de una interacción eléctrica se produce calor o frío [16]. La conversión directa de energía depende de las propiedades físicas de transporte de electrones en los materiales termoeléctricos, como son la conductividad térmica, la conductividad eléctrica y el coeficiente de Seebeck, además de su eficiencia de conversión de energía en términos del factor de mérito (ZT), haciendo que estos materiales sean adecuados para convertir energía térmica en energía eléctrica o viceversa. Los fenómenos que se presentan en estos materiales al formar un módulo termoeléctrico (TEM) son los efectos termoeléctricos Seebeck, Peltier, Thomson y el efecto Joule, como se presenta en la Figura 8.

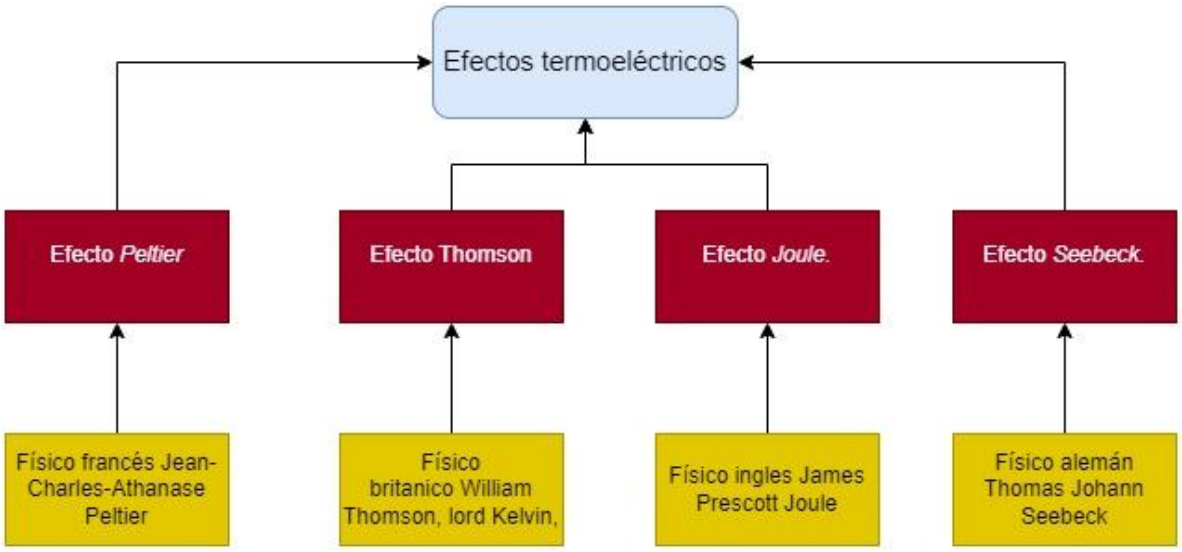


Figura 8 Efectos termoeléctricos

2.1.1 Efecto Seebeck

El efecto de *Seebeck* es la conversión de energía térmica a eléctrica. Ocurre cuando una diferencia de temperatura a través de un conductor proporciona un voltaje en los extremos del conductor, como se muestra en la Figura 9; es decir, cuando dos conductores diferentes y de distinto material, A y B, están unidos entre sí para formar las uniones de un circuito, en uno se presenta la temperatura caliente Th y en el otro la temperatura fría Tc. Este efecto de difusión térmica provoca el movimiento de los portadores de carga a través de la diferencia de temperatura en los conductores [17]. Este efecto se describe en la siguiente ecuación:

$$V = \left(\frac{\alpha_A - \alpha_B}{\alpha_{AB}}\right)\left(\frac{T_h - T_c}{\Delta T}\right) \qquad (1)$$

Donde V es el voltaje de Seebeck [V/K], α_A y α_B son los coeficientes de Seebeck para los conductores A y B [V/K]. α_{AB} es el coeficiente de un material termoeléctrico (termopar) este es el parámetro de conexión entre la diferencia de temperatura de entrada y la diferencia de voltaje de salida, este coeficiente depende de la temperatura, conductividad eléctrica y térmica, su magnitud oscila entre $[\mu VK^{-1} - mVK^{-1}]$ y depende de la temperatura de la unión, su signo es influenciado por el material semiconductor, es decir, el signo del coeficiente de Seebeck será negativo si la corriente es conducida por electrones y positivo si la corriente es conducida por huecos, finalmente T_h y T_c son la temperatura caliente y fría respectivamente [K] finalmente ΔT es la diferencia entre $T_h - T_c$ [18].

$$\alpha_{AB} = \frac{\vec{\varepsilon}}{\Delta T} \qquad (2)$$

Donde $\vec{\varepsilon}$ es el campo eléctrico [V/m], ΔT es el gradiente de temperatura [K] y α_{AB} es el coeficiente de Seebeck [V/K]. juntando la ecuación 1 y 2 y simplificando se obtienen la siguiente expresión:

$$V_{AB} = \alpha \cdot \Delta T \qquad (3)$$

Donde α es el coeficiente de *Seebeck* [V/K], V_{AB} es el voltaje entre los puntos A y B [V] y ΔT es la diferencia de temperatura entre los extremos frío y caliente [K].

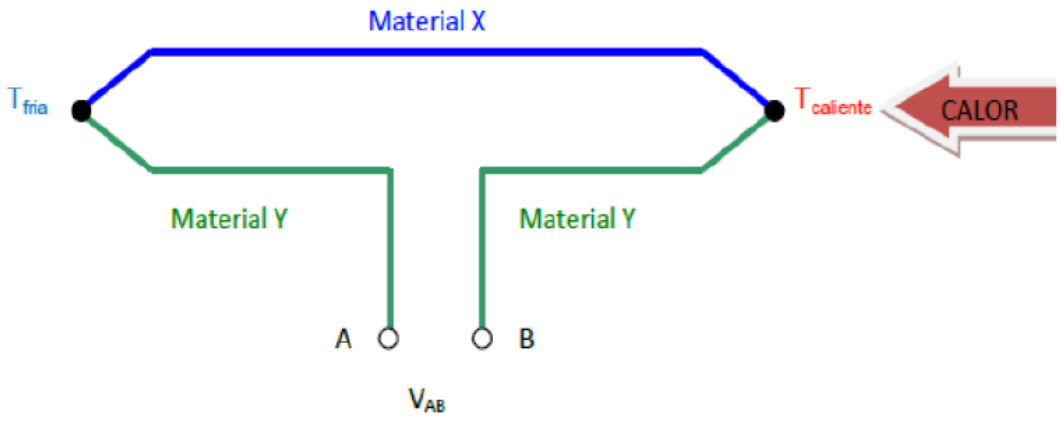


Figura 9 Estructura de un termopar

2.1.2 Efecto *Peltier*

Cuando la energía eléctrica se convierte en energía térmica, el fenómeno se conoce como efecto Peltier; es decir, cuando se aplica una diferencia de voltaje en los extremos de un termopar, se produce una diferencia de temperatura en las uniones. Este efecto tiene aplicaciones en refrigeración y calefacción. El dispositivo utilizado en tales aplicaciones se denomina refrigerador termoeléctrico (TEC), como se presenta en la Figura 10. La siguiente ecuación describe la potencia generada o absorbida por el termopar en función del material y de la intensidad que lo atraviesa [17]:

$$\dot{Q} = \Pi_{AB} \cdot I \qquad (4)$$

Donde Π_{AB} es el coeficiente de *Peltier entre los dos materiales [V], I* representa la intensidad de corriente [A] y $\dot{Q}$ es la potencia generada o absorbida por la celda *Peltier [W]*

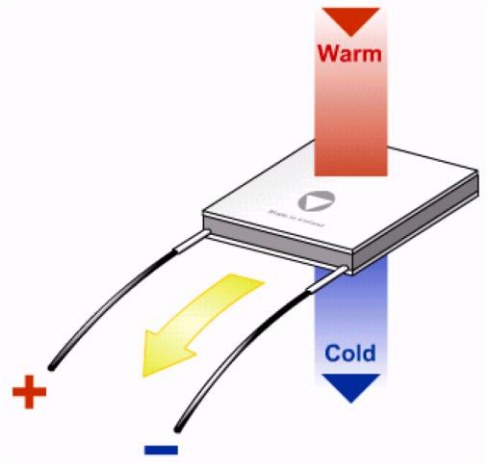


Figura 10 funcionamiento de celda Peltier

2.1.3 Efecto Thomson

El efecto Thomson analiza el enfriamiento y calentamiento de un material que es sometido a una diferencia de temperatura en sus dos conexiones, siempre y cuando en su interior circule una corriente eléctrica. Dependiendo de la dirección de la corriente que circula, se puede deducir si se genera o se absorbe calor. Este efecto tiene la particularidad de ser directamente medible; es decir, no necesita estar unido a otro material para formar un termopar. La siguiente ecuación expresa el coeficiente de Thomson en función de la temperatura absoluta y del coeficiente de Seebeck [6,17].

$$\mu = T \cdot \frac{d\alpha}{dt} \quad (5)$$

Donde T es la temperatura absoluta [K], μ es el coeficiente de *Thomson* [W/AK] y α es el coeficiente de *Seebeck* [V/K].

2.1.4 Efecto Joule

El efecto Joule es la energía que se disipa en un conductor cuando una corriente transita por el mismo; esta energía disipada es proporcional a la corriente y al voltaje que operan sobre el conductor. La siguiente expresión describe el calor generado en función del voltaje que opera sobre el conductor y de la corriente que fluye a través de él [17].

$$\dot{Q} = V \cdot I \quad (6)$$

Relacionando la ecuación 6 con la ley de *Ohm* se obtiene una expresión que relacione las perdidas por el efecto *Joule* con la resistencia y la corriente:

$$\dot{Q} = I^2 \cdot R_e \quad (7)$$

Donde

$$V = I^2 \cdot R_e \quad (8)$$

Donde $\dot{Q}$ es el calor generado por el efecto de *Joule* [W]. V es el voltaje [V], I es la corriente [A] y R_e es la resistencia eléctrica [Ω].

2.2.1 Convertidores AC-DC (Rectificadores)

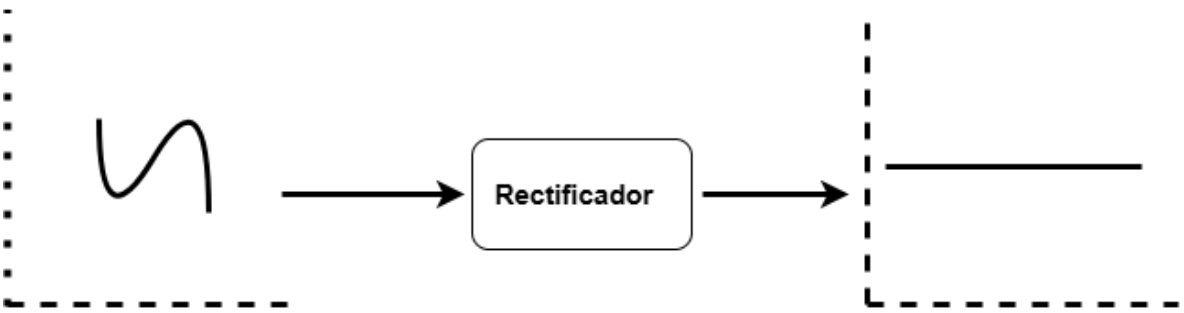


Figura 11 Rectificador de voltaje

Actualmente, la corriente eléctrica se presenta principalmente de dos formas: corriente directa (DC) o corriente alterna (AC). El hecho de que la corriente sea directa o alterna depende del dispositivo que la genere; por ejemplo, el alternador es el encargado de generar corriente alterna, mientras que dispositivos como una celda fotovoltaica o un TEG generan corriente directa. Actualmente, la mayoría de los dispositivos funcionan con corriente directa; sin embargo, generar corriente alterna tiene ventajas, como la posibilidad de transportarla en grandes cantidades a largas distancias con pocas pérdidas, además de que es fácil de generar, fácil de distribuir, de mantenimiento sencillo y facilita la regulación de voltaje.

A pesar de que la corriente se transmite de forma alterna, la mayoría de los dispositivos electrónicos funcionan con corriente directa; por tal motivo surgió la necesidad de transformar la corriente alterna en corriente directa, dando origen a los circuitos rectificadores. Los circuitos rectificadores convierten la corriente alterna en corriente directa, como se muestra en la Figura 11.

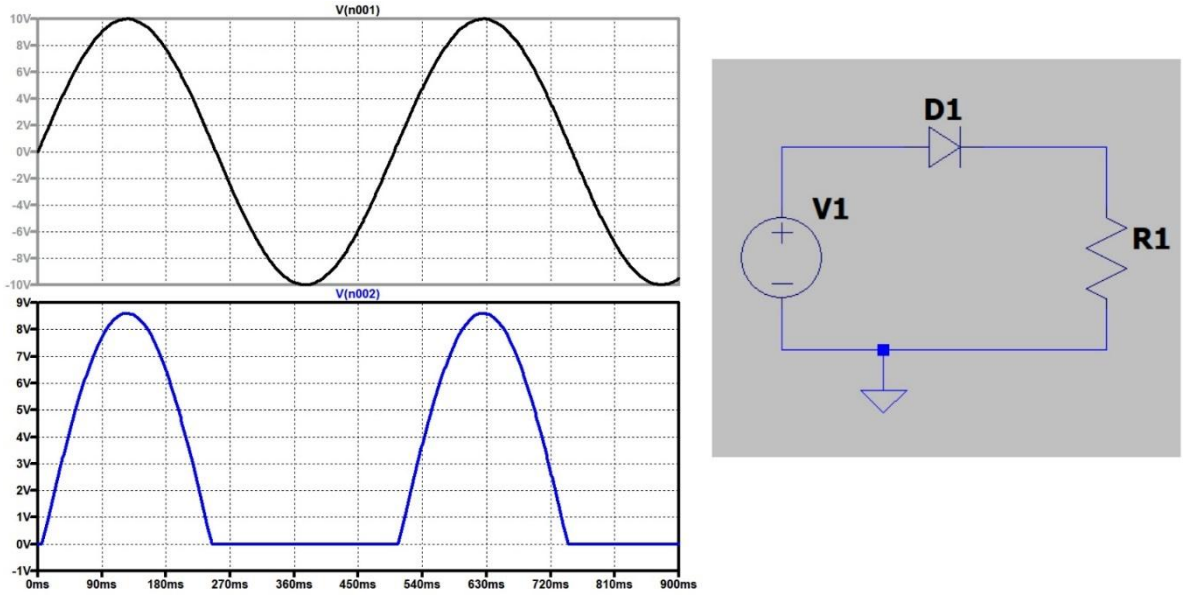


Figura 12 voltaje de entrada senoidal (izq. arriba), voltaje de salida rectificado de media onda (izq. abajo) y circuito rectificador de media onda, derecha

Existen dos clasificaciones principales dentro de los rectificadores. En la primera se encuentran los rectificadores de media onda y de onda completa. En la Figura 12 se presenta un rectificador de media onda formado por un diodo y una carga resistiva. Se puede observar que el circuito tiene una entrada sinusoidal con una amplitud V. Suponiendo que el diodo es ideal, este solo conducirá corriente durante el semiciclo positivo; en el semiciclo negativo se comporta como un circuito abierto, por lo tanto, no conduce, dando como resultado la forma de onda que se muestra en la parte inferior de la figura [18].

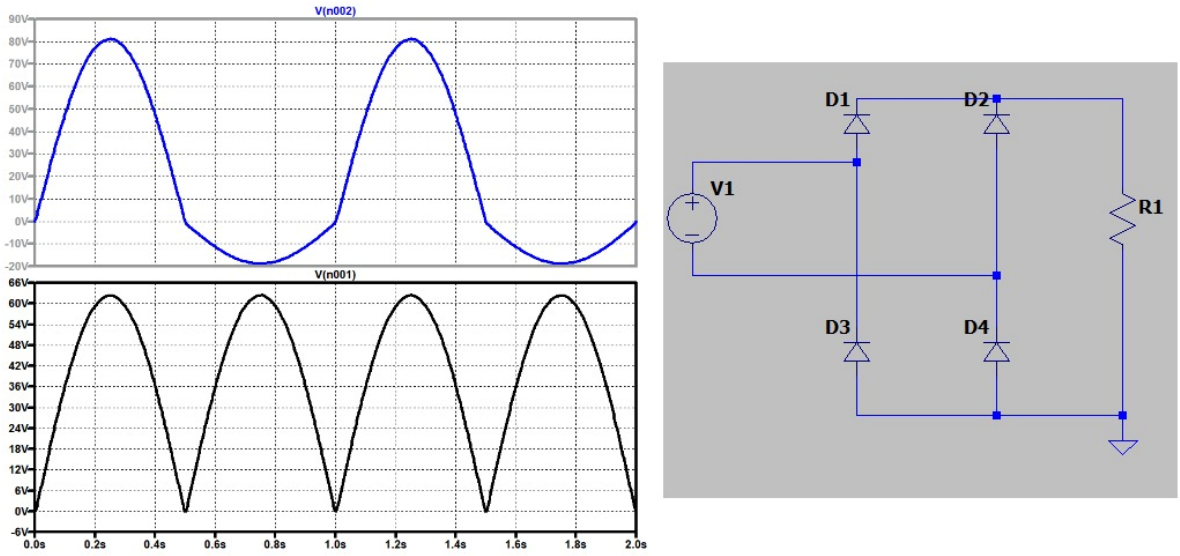


Figura 13 voltaje de entrada senoidal (izq. arriba), voltaje de salida rectificado de media onda (izq. abajo) y circuito rectificador de onda completa, derecha

A diferencia de la Figura 12, la Figura 13 presenta un circuito rectificador de onda completa con un puente de diodos y una carga resistiva. De la misma forma que el circuito de la Figura 12, este circuito tiene una entrada sinusoidal V. Se puede observar que, durante el semiciclo positivo, los diodos D1 y D4 conducen, mientras que en el semiciclo negativo conducen los diodos D2 y D3, generando como resultado una forma de onda tipo “cordillera” únicamente en la región positiva, tal como se aprecia en la gráfica inferior izquierda de la Figura 13.

En caso de requerir una salida más estable, se puede agregar un capacitor en paralelo con la carga resistiva. De esta manera, el voltaje, en lugar de oscilar, se mantendrá cercano a sus valores máximos mientras el capacitor permanezca cargado. Cuando este comienza a descargarse, el voltaje irá decreciendo conforme el capacitor se va descargando, como se aprecia en la Figura 14.

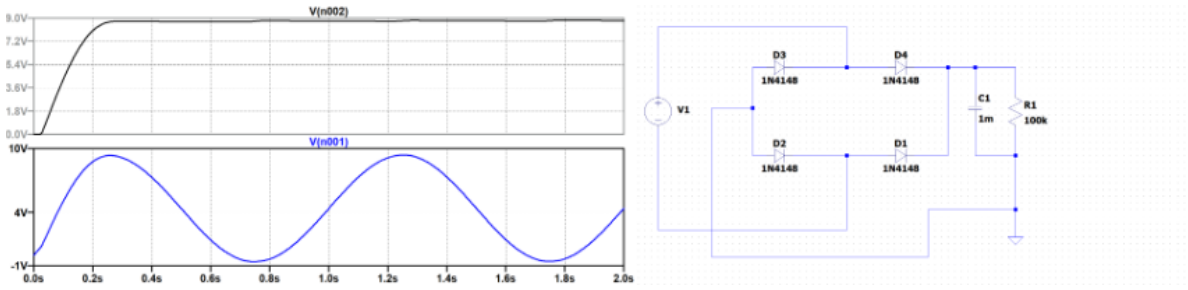


Figura 14 Voltaje de salida ya rectificado y estabilizado con capacitor (izq. arriba), voltaje sinusoidal de entrada (izq. abajo) y circuito rectificador de onda completa con carga RC

Otra forma de clasificar a los circuitos rectificadores es en controlados y no controlados. Un circuito rectificador a base de diodos es un circuito no controlado, ya que no existe forma de manipular el periodo de conducción y no conducción del diodo. Sin embargo, si el diodo se sustituye por un dispositivo SCR o por un transistor, entonces es posible controlar el tiempo de conducción y no conducción de la carga. La Figura 15 muestra un rectificador de media onda formado por un SCR.

Un dispositivo SCR funciona de manera similar a un diodo; está compuesto por tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. Para que pueda conducir corriente del ánodo al cátodo, primero debe aplicarse un voltaje suficiente en la compuerta para activar el SCR. Una vez activado, el SCR no puede apagarse hasta que la corriente que lo atraviesa se interrumpa o cambie de polaridad.

Cuando el SCR se conecta a una fuente de corriente alterna (AC), solo puede conducir mientras la corriente de entrada se encuentre en el semiciclo positivo. No obstante, es posible controlar la cantidad de tiempo que conduce durante ese semiciclo, conocido como ángulo de conducción, mediante un circuito RC conectado a la compuerta del SCR. Cabe destacar que, si el circuito conectado a la compuerta es únicamente resistivo, solo es posible controlar hasta una parte del semiciclo positivo. Para controlar todo el semiciclo positivo, es decir, de 0° a 180°, es necesario utilizar un circuito RC, como se observa en la Figura 15. Las ecuaciones para manipular el ángulo de disparo son:

$$\omega = 2\pi \cdot f \tag{9}$$

$$xc = \frac{-j}{\omega \cdot c} = |xc| \angle -90 \tag{10}$$

$$Z = R + xc = \ |Z| \angle \Theta \tag{11}$$

$$vc = vi \ \frac{|xc| \angle -90}{|Z| \angle \Theta} \tag{12}$$

$$\alpha_d = -90 - \Theta \quad (13)$$

$$\beta = 180 - \alpha_d \quad (14)$$

Donde ω es la frecuencia angular [r/s], xc es la reactancia capacitiva [Ω], Z es la impedancia [Ω], vc es el voltaje en el capacitor [V], α_d y β son el ángulo de disparo y conducción respectivamente [°]

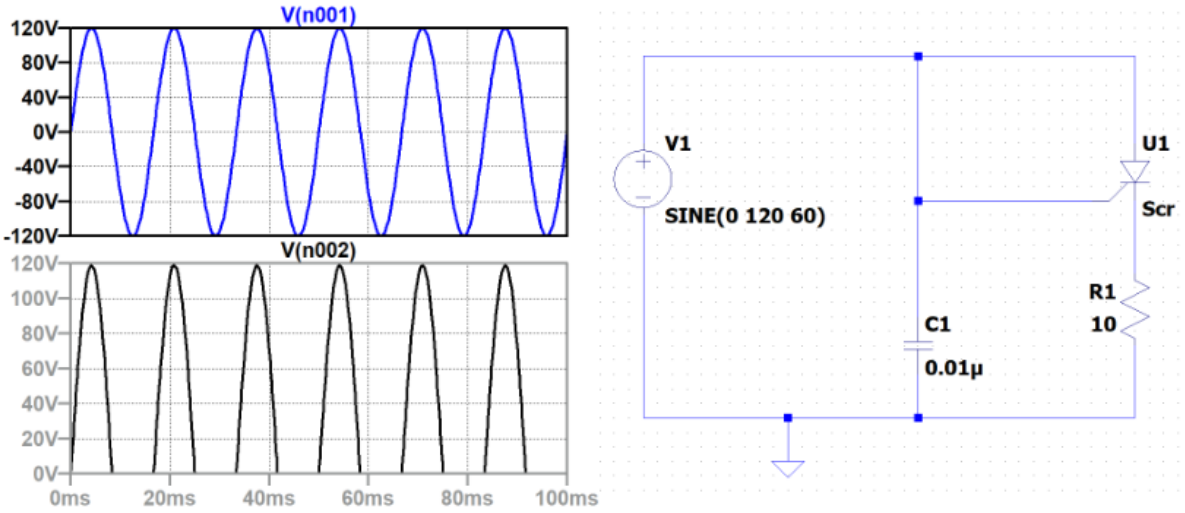


Figura 15 Señal de entrada (Izq. superior), señal rectificada de media onda (Izq. inferior) y circuito rectificador de media onda

Al agregar un puente de SCR (cuatro), se obtiene un rectificador de onda completa controlado, como el que se muestra en la Figura 16. En este caso, los SCR 1 y 4 comparten el circuito de control para regular su ángulo de disparo; de la misma manera sucede con los SCR 2 y 3.

Si se agrega un circuito RC en la compuerta de los SCR, es posible controlar el tiempo de conducción desde 0° hasta 180°. Al igual que en el rectificador formado por un puente de diodos, cuando la señal de entrada se encuentra en su semiciclo positivo, los SCR que conducen son el 1 y el 4; mientras que, cuando la señal de entrada está en el semiciclo

negativo, los SCR que conducen son el 2 y el 3. De esta forma se obtiene un rectificador de onda completa [19].

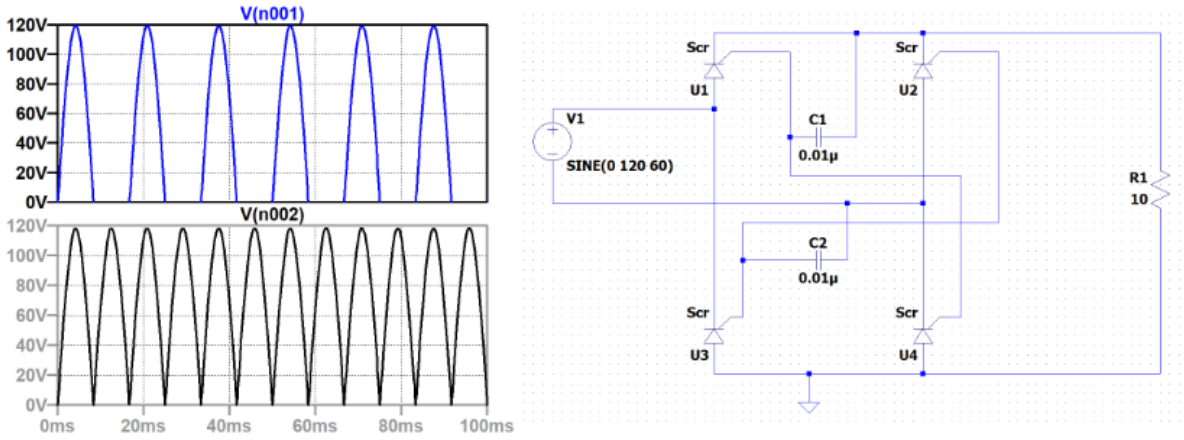


Figura 16 Señal de entrada (Izq. superior), señal rectificada de media onda (Izq. inferior) y circuito rectificador de onda completa

2.2.2 Convertidor CD-CD (ELEVADOR)

Un convertidor de voltaje es un circuito electrónico de potencia cuyo objetivo es modificar el nivel de voltaje suministrado por una fuente, adecuándolo a los requerimientos de una carga específica. Estos sistemas permiten incrementar, disminuir, invertir o regular el voltaje de entrada, manteniendo al mismo tiempo una transferencia eficiente de energía.

El uso de convertidores de voltaje resulta indispensable cuando la fuente de energía disponible no coincide con el nivel de tensión requerido por los sistemas electrónicos, como ocurre en aplicaciones de energías renovables, dispositivos portátiles y sistemas embebidos de bajo consumo.

Los convertidores de voltaje se utilizan principalmente en sistemas electrónicos modernos para:

- Adaptar niveles de voltaje entre la fuente y la carga.
- Maximizar la eficiencia energética del sistema.
- Permitir la regulación dinámica del voltaje.
- Facilitar el aprovechamiento de fuentes no convencionales.
- Proteger la carga ante variaciones eléctricas.

Un trasformador es un dispositivo de AC que se encarga de elevar o reducir una fuente de voltaje de entrada AC con respecto a la salida AC, esta elevación o reducción de voltaje. Un transformador es un dispositivo de AC que se encarga de elevar o reducir una fuente de voltaje de entrada AC con respecto a la salida AC; esta elevación o reducción de voltaje depende de la aplicación o necesidad que se tenga. De manera análoga, un convertidor DC-DC se encarga de elevar o reducir una fuente de voltaje DC y entregar un voltaje DC a

la salida. Actualmente, las aplicaciones de los convertidores DC-DC son numerosas, por ejemplo, en un automóvil eléctrico, en una computadora, en reguladores de voltaje, en motores eléctricos, en el frenado regenerativo de motores DC, entre otros [18–19].

Tomando en cuenta que, en un convertidor DC-DC, el voltaje de entrada y de salida es DC, este puede ser tanto fijo como variable, dependiendo de la aplicación o necesidad que se requiera cubrir. No hay que olvidar que, si en un convertidor DC-DC se aprovecha la corriente de la línea (AC), tanto el voltaje de salida como la corriente de entrada tienden a presentar armónicos cuando el convertidor se conecta a una carga. De esta forma, se puede relacionar la potencia de entrada con la potencia de salida para obtener la eficiencia de potencia, como se muestra en la siguiente expresión:

Potencia de salida cd:

$$\mathrm{P_{cd}} = \mathrm{I_a V_a} \tag{15}$$

Donde $V_a$es el voltaje de carga promedio [V] e I_a es la corriente de carga promedio [A]

La potencia de salida AC es:

$$P_{ac} = I_o V_o \tag{16}$$

Donde $V_o$es el voltaje rms de carga [V] e I_o es la corriente rms de carga [A]

Por lo tanto, la eficiencia del convertidor es:

$$\eta_c = \frac{P_{cd}}{P_{ac}} \tag{17}$$

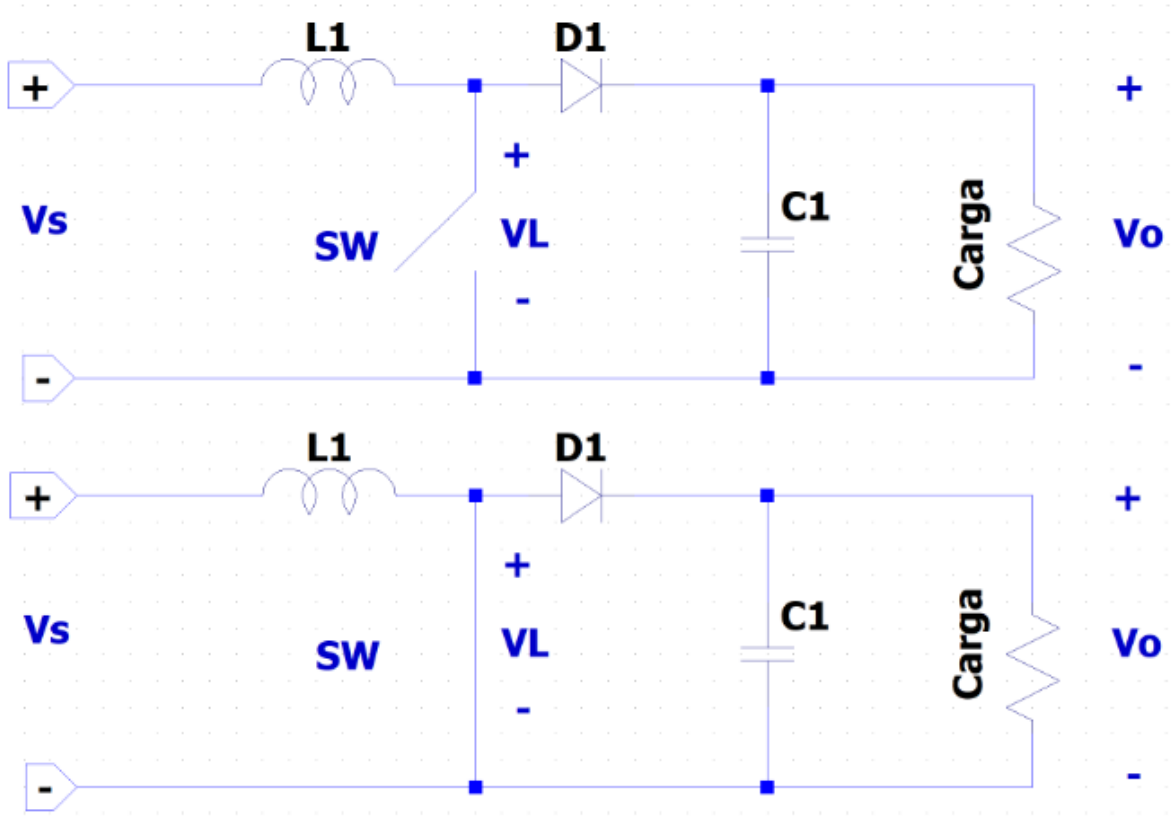


Figura 17 Convertidor elevador DC-DC, modo 1 abajo, modo 2 arriba

La Figura 17 muestra un convertidor DC-DC elevador. Si SW permanece cerrado durante un intervalo de tiempo t_1 (modo 1), el inductor L_1 empezará a almacenar energía; por lo tanto, su corriente comenzará a aumentar. Cuando SW se abre por un tiempo t_2 (modo 2), la energía almacenada en L_1 pasará por el diodo y será aplicada a la carga; entonces, la corriente en L_1 decrecerá. El capacitor que se encuentra en paralelo con la carga tiene como finalidad convertir el voltaje de salida V_o en un voltaje promedio V_a.

Por lo tanto, es importante conocer el voltaje a través del inductor, el cual se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$v_L = L\frac{di}{dt} \qquad (18)$$

Donde v_L está dado en [V], L está dado en [H] y $\frac{di}{dt}$ está dada en [A/s].

La siguiente ecuación expresa la corriente de rizo como :

$$\Delta I = \frac{v_s}{L}t_1 \qquad (19)$$

Donde ΔI está dado en [A], v_s está dado en [V], L está dado en [H] y t_1 está dado en [s]

El voltaje de salida promedio del convertidor se puede describir de la siguiente forma:

$$V_o = V_s + L\frac{\Delta I}{t_2} = V_s\left(1 + \frac{t_1}{t_2}\right) = V_s\ \frac{1}{1-k} \qquad (20)$$

Al analizar esta ecuación (20) se observa que el voltaje V_o puede aumentar variando k, entonces si k se va haciendo cada vez más chico V_o va a aumentar, si k es igual a cero entonces $V_o = V_s$, finalmente si k es igual a 1 la ecuación se indefine esto significa que si el convertidor se enciende de manera continua su voltaje será demasiado grande y susceptible a cambios de k haciéndolo inestable, [19].

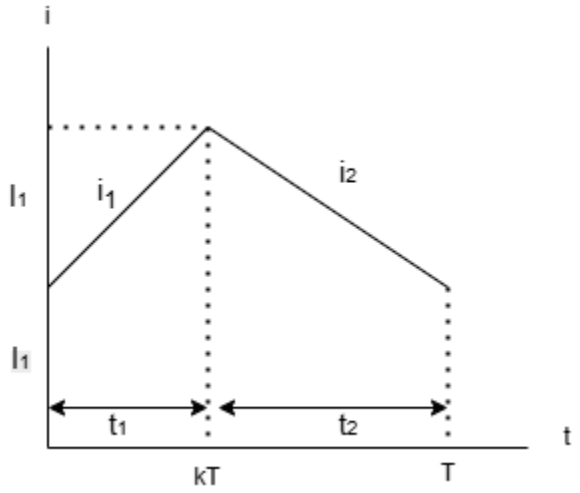


Figura 18 Transferencia de energía a través de la onda de correine del inductor

En la Figura 18 se enfatiza la transferencia de energía de una fuente de voltaje a otra por medio de la gráfica de la corriente del inductor, la cual se expresa mediante la siguiente expresión:

$$V_s = L\frac{di_1}{dt} \qquad (21)$$

Donde i_1 se representa como:

$$i_1(t) = \frac{v_s}{L}t + I_1 \qquad (22)$$

En este caso I_1 es la corriente inicial en el modo 1, además es necesario que la corriente suba por lo tanto para que suba debe de presentarse cualquiera de los siguientes dos casos,

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \quad (23)$$

$$V_s > 0 \quad (24)$$

Pero en el modo 2 la corriente se despeja de la siguiente ecuación:

$$V_s = L\frac{di_2}{dt} + E \quad (25)$$

Despejando i_2

$$i_2(t) = \frac{V_s - E}{L}t + I_2 \quad (26)$$

Al igual que en el modo 1 I_2 es la corriente inicial, pero en este caso para el modo 2, analizando la figura 18 se observa que la corriente en el modo 2 debe de decrecer, entonces para de crecer debe de cumplir cualquiera de las siguientes condiciones.

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \quad (27)$$

$$V_s < E \quad (28)$$

Con respecto a la potencia para tener una transferencia controlable tiene que cumplirse la siguiente condición:

$$0 < V_s < E \quad (29)$$

2.2.3 Control por técnica de seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT)

Los sistemas de control conocidos como seguimiento del punto de máxima potencia (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT) son algoritmos de control utilizados para maximizar la potencia eléctrica proveniente de fuentes de energía, principalmente renovables, cuya característica voltaje–corriente es no lineal y dependiente de condiciones externas. En este tipo de fuentes, el punto de operación que maximiza la potencia entregada a la carga varía en función de perturbaciones ambientales, tales como la irradiancia, la temperatura o los gradientes térmicos [20].

El propósito principal de un sistema MPPT es ajustar dinámicamente la carga eléctrica vista por la fuente de energía, generalmente a través de un convertidor de potencia, de manera que el sistema funcione en el punto donde el producto voltaje–corriente es máximo. De esta forma, se incrementa la eficiencia energética del sistema sin modificar la fuente ni las condiciones físicas de operación.

Los sistemas MPPT son ampliamente utilizados en aplicaciones como:

- Sistemas fotovoltaicos autónomos y conectados a red.
- Cosecha de energía termoeléctrica.
- Sistemas de energía para sensores inalámbricos.
- Dispositivos portátiles y nodos IoT de ultra bajo consumo.
- Sistemas de recuperación de energía residual en procesos industriales.

En el caso particular de la cosecha de energía termoeléctrica, los sistemas MPPT resultan esenciales debido a los bajos niveles de voltaje y potencia disponibles, donde incluso pequeñas pérdidas de eficiencia pueden comprometer la viabilidad del sistema [21–22].

2.2.3.1 Técnicas MPPT aplicadas a sistemas de cosecha termoeléctrica

- Perturbación y observación (P&O): El método de perturbación y observación es una de las técnicas MPPT más simples y ampliamente utilizadas. Su principio consiste en introducir pequeñas perturbaciones en el punto de operación (usualmente en el ciclo de trabajo del convertidor) y observar el efecto sobre la potencia de salida. Si la potencia aumenta, la perturbación continúa en la misma dirección; si disminuye, se invierte el sentido de la perturbación [25].
- Algoritmo de conductancia incremental (INC): El método de conductancia incremental se basa en el análisis de la derivada de la potencia con respecto al voltaje. En el punto de máxima potencia se cumple la condición (30). Este método compara la conductancia instantánea (I/V) con la conductancia incremental (dI/dV) para determinar si el sistema se encuentra a la izquierda o a la derecha del MPP, ajustando el punto de operación en consecuencia [24].

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (30)$$

Donde P es la potencia de salida [P] y V es el voltaje de salida [V].

- Método de voltaje en circuito abierto (V_{OC}): El método de voltaje en circuito abierto se basa en la relación empírica entre el voltaje en el punto de máxima potencia y el voltaje en circuito abierto del generador, como se describe en la ecuación (31), donde k es un factor característico del dispositivo. Este método requiere desconectar temporalmente la carga para medir V_{OC} y estimar el voltaje óptimo de operación [23].

$$V_{MPP} = kV_{OC} \quad (31)$$

Donde V_{MPP} es el voltaje en el máximo punto de potencia [V], V_{OC} es el voltaje en circuito abierto [V] y k es una constante adimensional.

Para sistemas termoeléctricos, donde el voltaje y la potencia cambian lentamente, este método ofrece una excelente relación entre simplicidad y desempeño, siendo ampliamente adoptado en aplicaciones de cosecha de energía.

- Método de corriente de cortocircuito (I_{SC}): El algoritmo de corriente de cortocircuito se basa en la relación aproximada entre la corriente en el punto de máxima potencia y la corriente de cortocircuito del generador, como se observa en la ecuación (32). Para medir I_{SC}, el generador debe ser cortocircuitado de forma periódica [22].

$$I_{MPP} = kI_{SC} \quad (32)$$

Donde I_{MPP} es la corriente en su máximo punto de potencia [A], k es una constante adimensional e I_{SC} es la corriente en corto circuito [A].

Capítulo III Desarrollo metodológico

3.1.1 esquema general de cosechador de energía termoeléctrico

Este proyecto se formó con la integración de un TEG, el cual se encarga de generar la energía; un interruptor *back-to-back* que aísla el TEG del convertidor; un microcontrolador que implementa la técnica MPPT para mejorar la eficiencia y la entrega de potencia del convertidor; un convertidor boost que eleva el voltaje; y un supercapacitor que se encarga de almacenar la carga, ya que de este almacenamiento se alimenta el sistema para ser autosustentable y, con la energía excedente, se alimenta una carga, como se observa en la Figura 19.

Paralelamente, el TEG está conectado al circuito arrancador, el cual almacenará la carga en un supercapacitor y alimentará al microcontrolador el tiempo suficiente para que el sistema pueda operar de manera autosustentable.

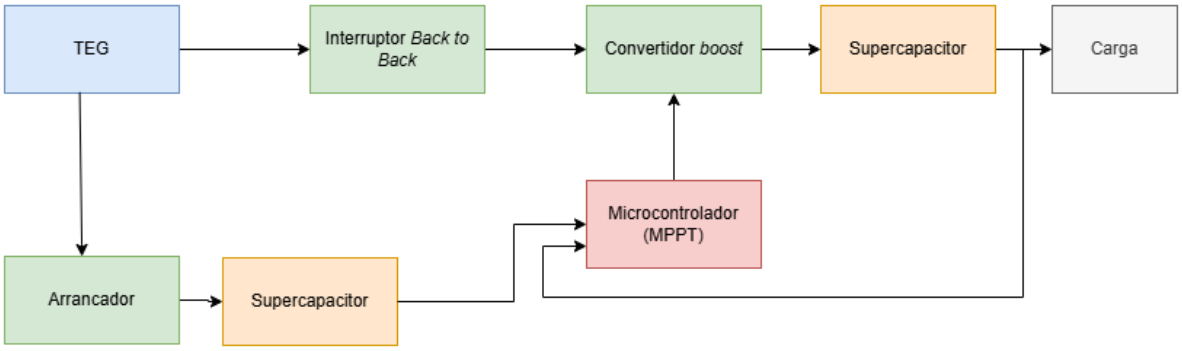


Figura 19 Esquema general del cosechador de energía termoeléctrico TEG

3.2 Generador Termoeléctrico (TEG)

Los módulos termoeléctricos (TEM) funcionan principalmente debido a dos fenómenos termoeléctricos: los enfriadores termoeléctricos (TEC) basan su funcionamiento en el fenómeno de *Peltier*, y los generadores termoeléctricos (TEG) funcionan principalmente por el fenómeno de *Seebeck*. Para este tema de tesis, se realizó un análisis del TEG.

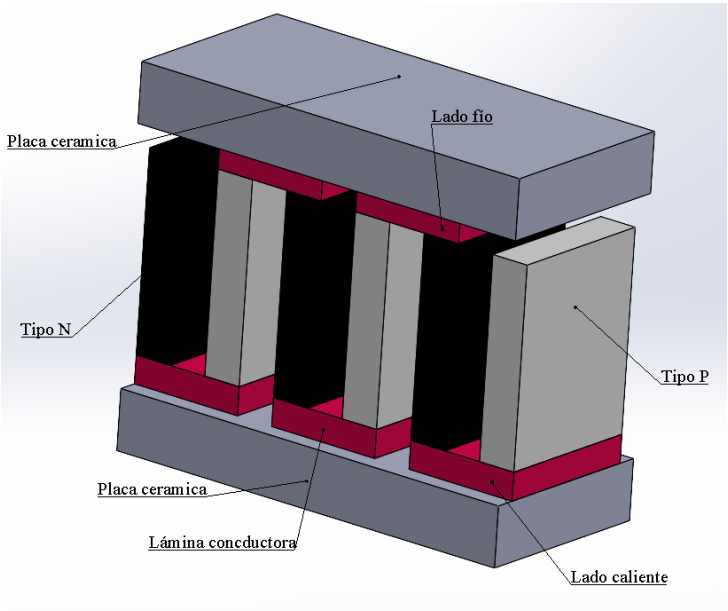


Figura 20 Estructura interna de un TEG

El TEG está formado por dos placas cerámicas colocadas de forma paralela, como se muestra en la Figura 20. Estas placas tienen la función de aislar y proteger el interior del dispositivo. En su interior se encuentra un arreglo de pares de termocuplas tipo P y N, conectados eléctricamente en serie y térmicamente en paralelo. Estos dos conductores de diferente material (P y N) están unidos formando las uniones de un circuito, donde en uno cruza la temperatura caliente y en el otro la temperatura fría. Este fenómeno se produce por la difusión térmica, la cual ocasiona el movimiento de los portadores de carga a través de la diferencia de temperatura en los conductores.

Al conectar un TEG a una resistencia (R_1) y exponer posteriormente cada lado del TEG a una temperatura caliente y fría, se genera una diferencia de temperatura (ΔT). Esta provoca un campo eléctrico entre los materiales tipo P y N, causando que los electrones se muevan de un material a otro, generando un voltaje en DC que induce una corriente eléctrica a través de R_1, como se muestra en la Figura 21. Tomando en cuenta la ecuación (3), se puede inferir que, entre más grande sea ΔT, mayor será el voltaje [17].

El material para construir un TEG debe cumplir con las siguientes características: coeficiente de *Seebeck* bajo, conductividad térmica baja y alta conductividad eléctrica. Existen tres tipos de materiales para construir un TEG: los conductores, los cerámicos y los semiconductores. Los conductores, principalmente metálicos, tienen alta conductividad eléctrica, un bajo coeficiente de *Seebeck* y alta conductividad térmica, siendo esta última el principal problema, ya que para generar electricidad se necesita que los extremos del dispositivo se mantengan a una temperatura diferente de cada lado del material. Sin embargo, al ser buenos conductores térmicos, el material tiende a homogenizar su temperatura [16].

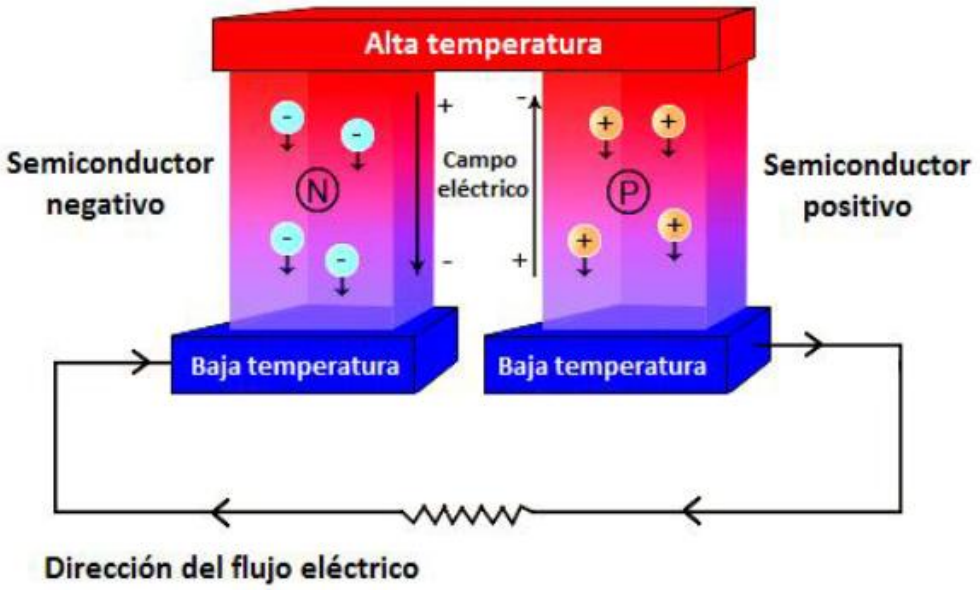


Figura 21 Funcionamiento interno de un TEG, [6]

Los materiales cerámicos tienen un alto coeficiente de *Seebeck*, baja conductividad térmica y baja conductividad eléctrica. Finalmente, en los materiales semiconductores se encuentran estas tres características; a la combinación de estas se le denomina figura de mérito (ZT). Entre más grande sea ZT, mayor será el rendimiento del TEG. Actualmente, el material semiconductor más utilizado para formar un TEG es la aleación de *Telururo de Bismuto* tipo P o N; este es el mejor material termoeléctrico, con un ZT alrededor de 1 [6][17]. ZT se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$ZT = \frac{\alpha \cdot T}{\rho \cdot \lambda} \qquad (33)$$

Donde α es el coeficiente de *Seebeck,* T es la diferencia de temperatura, ρ es la resistividad eléctrica y λ es la conductividad térmica.

Tomando en cuenta que el TEG interactúa de forma eléctrica y térmica, está sujeto a las leyes de la termodinámica; por consecuencia, presenta una baja eficiencia en la generación de energía eléctrica. Esta eficiencia de conversión se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{T_H - T_C}{T_H} \cdot \frac{\sqrt{1+zT}-1}{\sqrt{1+zT}+\frac{T_C}{T_H}} \qquad (34)$$

Donde ZT es la figura de mérito, T_H y T_C son las temperaturas caliente y fría [°C].

3.2.1 Modelo eléctrico de un TEG

Al ser el TEG un dispositivo semiconductor, no es lineal; por lo tanto, es de gran utilidad contar con un modelo eléctrico del mismo. Este dispositivo tiene naturaleza eléctrica y térmica, interactuando entre ambas, por lo tanto, disponer de un modelo eléctrico del TEG permite simularlo y predecir cómo responde ante ciertas condiciones sin necesidad de someterlo a un procedimiento estricto de caracterización física [27].

Tomando en cuenta que el TEG presenta características térmicas y eléctricas, este dispositivo se puede analizar tanto térmica como eléctricamente, debido a que existe una analogía entre las propiedades térmicas y eléctricas. La Tabla 3 proporciona una relación entre términos eléctricos y térmicos [26-27].

Bloque funcional.	Ecuación descriptiva.	Energía/potencia.	Constante análoga.	Unidades
Capacitor.	$i = C\frac{dv}{dt}$	$E = \frac{1}{2}Cv^2$	C	F
Capacitancia térmica .	$q_1 - q_2 = C\frac{dT}{dt}$	$E = CT$	C	J/K
Resistor.	$i = \frac{v}{R}$	$P = \frac{v^2}{R}$	$\frac{1}{R}$	Ω
Resistencia térmica.	$q = \frac{(T_1 - T_2)}{R}$	$P = q = \frac{(T_1 - T_2)}{R}$	$\frac{1}{R}$	K/W

Tabla 3 Relación entre términos eléctricos y térmicos [22-23]

La Figura 22 muestra el circuito eléctrico utilizado para emular un TEG usando el software *LTspice*. Como se observa en dicha figura, la parte superior emula la sección eléctrica del TEG, mientras que la parte inferior representa la sección térmica. Para poder relacionar ambas partes, es importante utilizar la función: *".func Pe(T){Se*T}"*, [28].

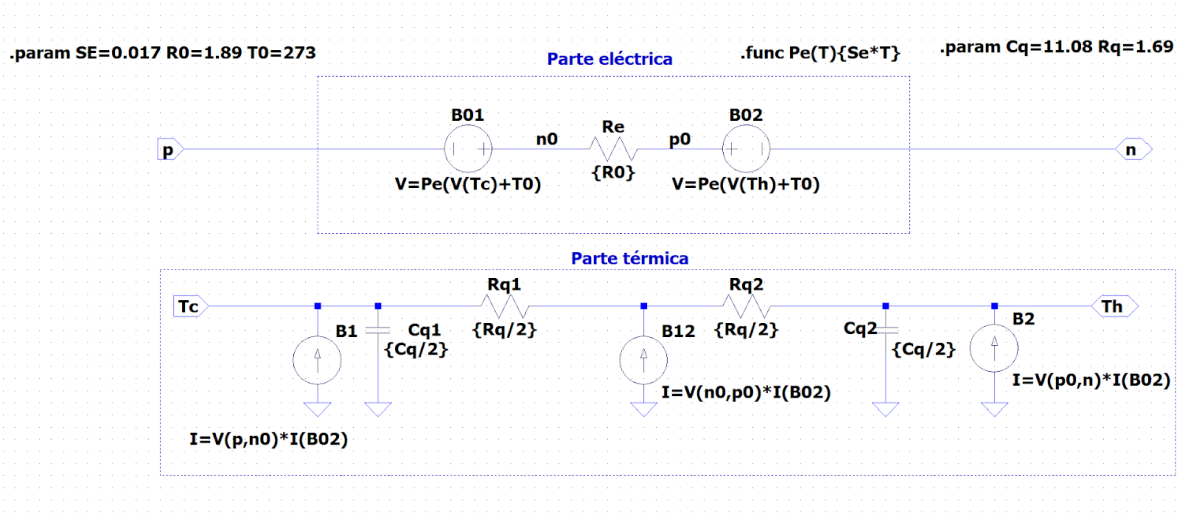


Figura 22 modelo eléctrico del TEG

Para poder realizar la simulación de cada TEG de manera individual, es necesario contar con ciertos valores físicos, como su resistencia eléctrica (R_o) [Ω], resistencia térmica (R_q) [K/W], coeficiente de *Seebeck* (S_e) [V/K] y la capacitancia térmica (C). Sin embargo, estos datos no siempre están incluidos en el manual de cada TEG o TEC. No obstante, existen ciertos datos comunes que se pueden encontrar en los manuales de estos dispositivos, los cuales son: voltaje máximo (V_{Max}) [V], corriente máxima (I_{Max}) [A] y diferencia de temperatura máxima (ΔT_{Max}) [°C]. Por lo tanto, la resistencia eléctrica, la resistencia térmica y el coeficiente de *Seebeck* se pueden expresar en función de estos tres datos comunes, obteniéndose de esta forma las siguientes ecuaciones [28-31].

$$R_o = \frac{V_{Max}}{I_{Max}} \frac{(T_h - \Delta T_{Max})}{T_h} \quad (35)$$

$$R_q = \frac{\Delta T_{Max}}{V_{Max} I_{Max}} \frac{2T_h}{(T_h - \Delta T_{Max})} \quad (36)$$

$$se = \frac{V_{Max}}{\Delta T_{Max}} \quad (37)$$

Una vez que se tienen los parámetros necesarios, estos se ingresan al circuito y se inicia el proceso de simulación. Este proceso consiste en unificar el circuito en un solo bloque que representa al TEG. Posteriormente, el TEG se conecta a dos fuentes de voltaje, las cuales emulan las dos fuentes de temperatura, fría y caliente, respectivamente. Durante la simulación, las fuentes de voltaje varían desde 0 °C hasta 23 °C para la temperatura caliente y desde 23 °C hasta 130 °C para la temperatura fría, representando un aumento o disminución del gradiente de temperatura (ΔT), como se muestra en la Figura 23.

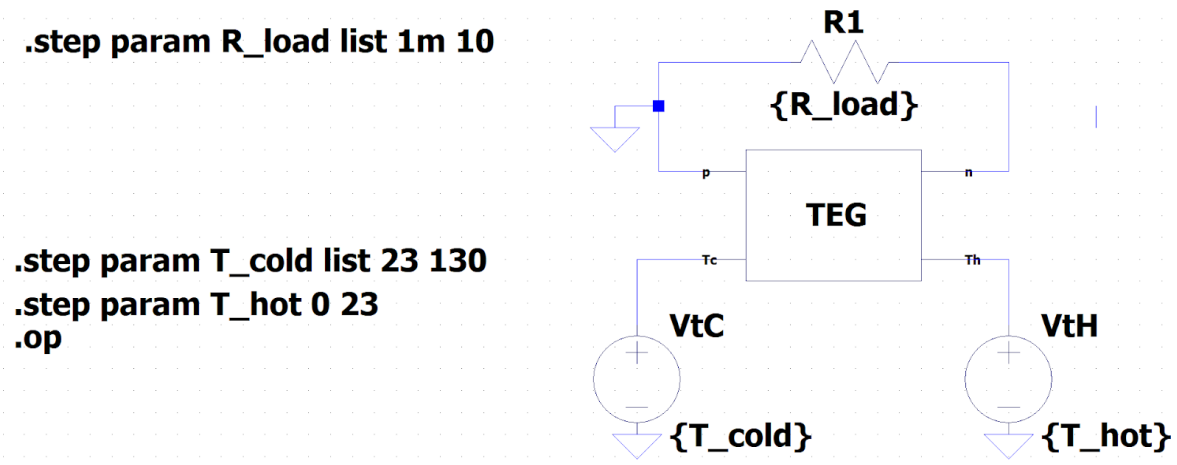


Figura 23 simulación del proceso de caracterización del TEG

El siguiente paso fue medir el voltaje de salida en circuito abierto, es decir, sin resistencia de carga, y posteriormente medir el voltaje, la corriente y la potencia en circuito cerrado. Para realizar la medición en circuito cerrado, se conectó una resistencia de carga y se midió el voltaje, la corriente y la potencia de salida. Para efectuar este procedimiento en la simulación del dispositivo, el bloque que representa al TEG se conectó en serie con una resistencia, la cual varió desde 1 mΩ hasta 10 Ω, donde el valor más bajo (1 mΩ) representa la condición más cercana a la medición del voltaje en circuito abierto [30-31].

3.2.2 Caracterización de un módulo TEG

Se realizó la caracterización física y simulada de los dispositivos TEG TG12-4, SP1848 y TGM 287. Las Tablas 4, 5 y 6 muestran los parámetros necesarios para simular los TEG; estos datos se tomaron de sus manuales correspondientes, y los datos faltantes se obtuvieron mediante las ecuaciones 35, 36 y 37.

Para llevar a cabo la caracterización física, se colocó el TEG entre dos fuentes de temperatura: una de calor (una resistencia de 1100 W) y otra de frío (un cabezal de refrigeración por agua). Con ayuda de un amperímetro y un voltímetro, se registró el voltaje en circuito abierto. Posteriormente, el TEG fue conectado a una resistencia con valores que van desde 1 Ω hasta 10 Ω, obteniendo así un registro del voltaje y la corriente en circuito cerrado. Es importante enfatizar que, para realizar las mediciones correspondientes (en total 1200), la temperatura caliente fue aumentada de manera controlada (30 °C a 130 °C) y escalonada, mientras que la temperatura fría se mantuvo en un rango de 0 °C a 40 °C, lo cual permitió conseguir un gradiente de temperatura cada vez mayor.

Para realizar este experimento se requirieron los siguientes materiales: dos termocuplas tipo K, un módulo MAX6675, resistencias eléctricas de 1 kΩ y de 1 Ω a 10 Ω, placa de desarrollo *Arduino Uno*, un controlador de temperatura Rex-C100 SSR PID, tres dispositivos TEG (TG12-4, SP1848 y TGM 287), una bomba de agua sumergible de 5 V, un cabezal de refrigeración por agua, pasta térmica, una resistencia de 1100 W, una manguera

de pesera, un relé de estado sólido SSR 25 DA, una lámina de aluminio de 10 cm × 20 cm, una base para fijar el TEG, una fuente de voltaje, un amperímetro y un voltímetro.

Lado caliente de temperatura (°C)	27°C	50°C
Δ T_{max} (°C-dry N2):	62.0	70.6
Q_{max} (W):	21.3	23.6
I_{max} (A):	9.36	9.24
V_{max} (V):	3.48	3.88
AC Resistencia (Ω):	0.323	----

Tabla 4 Características del Módulo TEG SP1848 [32]

Parámetros	**Unidades**	**Valores**
Potencia de salida (T_h=200°C, T_c=30°C)	W	6.2
I	A	1.81
V	V	3.4
R_e (hasta 200°C)(Resistencia eléctrica)	Ω	1.89
R_t (Resistencia térmica)	K/W	1.69

Tabla 5 Características del Módulo TEG TGM-127-1.4-1.5 [28]

Lado caliente de temperatura (°C)	230	170	110
Lado frío de temperatura (°C)	50	50	50
Eficiencia optima, η (%)	4.97	4.08	2.39
Potencia optima (W)	4.05	2.12	0.61
Voltaje optimo (V)	5.26	3.66	1.86
Resistencia de carga optima η (Ω)	6.83	6.32	5.72
Voltaje en circuito abierto, VOC (V)	9.45	6.50	3.28
Corriente en circuito cerrado (A)	1.71	1.32	0.75
Resistencia térmica (°C/W)	2.21	2.31	2.37

Tabla 6 Características del Módulo TEG TG12-4 [33]

En primer lugar, se procedió a armar la base experimental, como se muestra en la figura 24. Desde el contenedor de agua la bomba sumergible envió el agua fría al cabezal de refrigeración; este, al ser de aluminio transmitió la temperatura fría al TEG. Para medir esta temperatura, se colocó un termopar tipo K, el cual está conectado a una tarjeta *Arduino Uno* y a su vez al ordenador; desde donde se visualizó la temperatura. La figura 25 muestra el diagrama de flujo implementado para monitorear la temperatura del lado frío.

En el lado caliente del TEG se colocó una pequeña placa de aluminio para proteger el dispositivo de las altas temperaturas a las que se expuso, seguida de una resistencia (plancha) de 1100 W. Esta resistencia utilizó un termopar tipo K para ser controlada mediante un controlador PID Rex-C100. Considerando que el PID es digital y que la resistencia funciona con corriente alterna (AC), fue necesario incluir una etapa de potencia con un relé de estado sólido SSR 25 DA para controlar la resistencia a través del termostato.

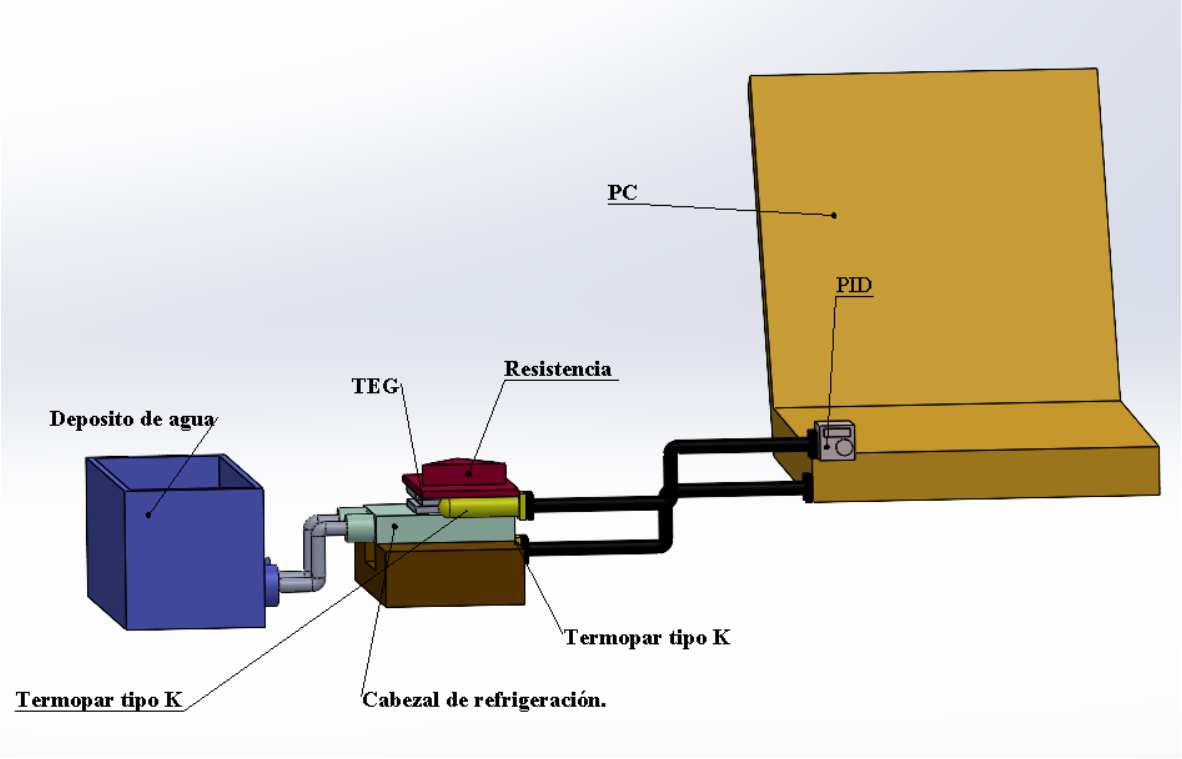


Figura 24 Base para caracterización de TEG

El objetivo de utilizar un termostato PID es controlar el aumento de la temperatura caliente en un intervalo de 30 °C a 130 °C, mientras que el lado frío se mantiene en un rango de 30 °C a 40 °C. Al controlar el gradiente de temperatura, fue posible medir el voltaje en circuito abierto y el voltaje y la corriente en circuito cerrado. Una vez realizadas estas mediciones, mediante el termostato se fijó un nuevo gradiente de temperatura y se repitió el procedimiento hasta obtener la cantidad de muestras necesarias. Posteriormente, el TEG se reemplazó y el proceso se aplicó con los dos dispositivos restantes.

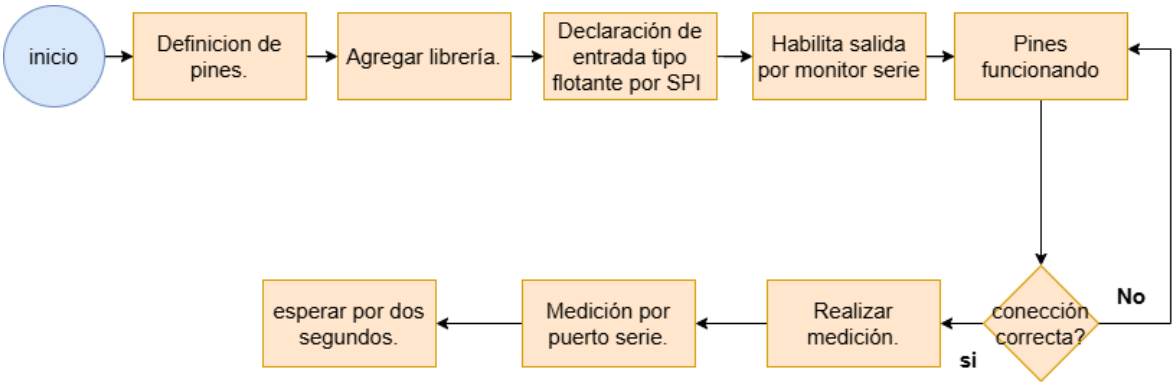


Figura 25 Algoritmo para medir la temperatura con termopar tipo k con microcontrolador ATmega328P.

3.3 Circuito de acondicionamiento

Para el desarrollo del circuito acondicionador, se partió de un circuito recolector de vibraciones basado en conversión electromagnética (*EM*), que opera a frecuencias ultra bajas, por debajo de los 10 Hz. Estos cosechadores están destinados a aprovechar la energía de la vibración presente en sistemas eólicos.

En este caso, se propone un oscilador sin transformador que opera con voltajes bajos. Este circuito puede funcionar indistintamente para señales *AC*, tanto para valores de entrada positivos como negativos. El oscilador se implementa con un circuito formado por componentes mínimos disponibles en el mercado; además, puede operar con recolectores que presenten salidas inductivas.

El circuito de la figura 26 consiste en un transistor J1 JFET de unión de canal N, normalmente encendido. Este transistor opera en la región de triodo, donde solo se aplicarán decenas de milivoltios al voltaje D-S, mientras que el voltaje de salida $V_o$en G será del orden de voltios, gracias a la red LC y a los capacitores de conmutación del JFET. El transistor debe modelarse utilizando la siguiente ecuación no lineal, [11-12]

$$I_D = \frac{2I_{DSS}}{V_P^2}\left(V_{GS} - V_P - \frac{V_{DS}}{2}\right)V_{DS} \qquad (38)$$

Donde V_P es el voltaje de corte [V], I_{DSS} es la corriente de saturación [A]

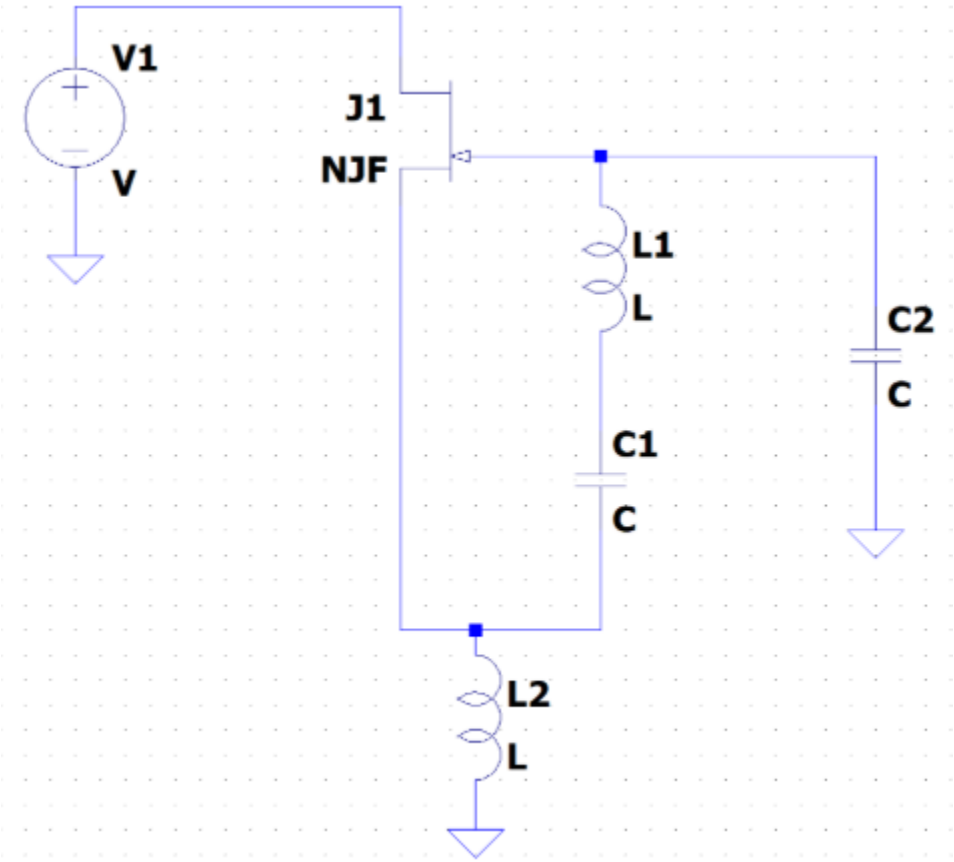


Figura 26 Circuito original oscilador

Para señales pequeñas, el modelo del transistor se puede simplificar como una resistencia, que va desde D hasta la terminal G, en paralelo con una transconductancia controlada por el voltaje de S a G del transistor. Se agrega un capacitor C_2 extragrande en la retroalimentación; este elemento permite que un voltaje *DC* aumente el voltaje G–S de J_1, bloqueándolo y, a su vez, aumentando el voltaje de salida Vo.

El capacitor C_2 comienza a cargarse, y el voltaje en S es aproximadamente 0.6 V, ya que la unión PN G–D de J_1 tiene polarización directa y la corriente fluye desde Vin hacia C_2. Esto provoca que el voltaje de S–G aumente.

El JFET establece un flujo de corriente continúa entre D y S cuando el voltaje de la compuerta es cero, esto forma un amplificador que junto con el circuito tanque puede usarse para implementar un oscilador en condiciones apropiadas. El oscilador funciona correctamente para ganancia, frecuencia de oscilación ω_{OSC} y el voltaje de suministro mínimo, dado por:

$$g_{m1} \cdot r_1 \geq \frac{L_2}{L_1}, \overline{\omega_{osc}} = \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2)}}, v \geq \frac{L_2}{L_1}[-v_P] \quad (39)$$

Donde g_{m1} es la transconductancia de J_1, es decir, la derivada de (38) con respecto a V_{GS}, y r_1 es la resistencia de salida, es decir, la derivada de (38) con respecto a V_{DS}.

Tomando en cuenta que, para voltajes de suministro negativos de V_{in}, g_{m1} es negativo y la condición de ganancia no se cumple, ya que los polos del sistema de señal estarán en el lado izquierdo del plano complejo; por lo tanto, el circuito solo oscila para los valores positivos [11].

El circuito de la figura 27 funciona simétricamente para voltajes de entrada positivos y negativos V_{in}. Cuando V_{in} es positivo, J_1 tiene una transconductancia g_1 positiva, mientras que J_2 es negativa, y viceversa para el caso de V_{in} negativo, asegurando el mismo comportamiento en ambos casos.

Se incluye un capacitor de acoplamiento C entre las fuentes de J_1 y J_2, que junto con la retroalimentación positiva formada por los capacitores C_2 permite que las salidas V_{o1} y V_{o2} oscilen ante cualquier señal de V_{in}, maximizando la captación de la energía.

La condición de oscilación se calculará utilizando el modelo del circuito en pequeña señal mostrado en la figura 28, donde g_i y r_i denotan la transconductancia de pequeña señal y la resistencia de salida de los transistores.

Se considera que V_{in} es constante, porque la terminal r_1 se conecta a tierra. Aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff en los nodos 1 y 2, se observa que V_{o1} y V_{o2} son un divisor de voltaje. Con respecto a V_1 y V_2, respectivamente, $g_1 = g_2$ y $r_1 = r_2 = r$. Finalmente, la diferencia de potencial de C_2 es un valor *DC* y no juega ningún papel en el análisis de señales pequeñas. En estas condiciones se obtiene la siguiente matriz:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{40}$$

$$\begin{pmatrix} g + \dfrac{1}{L_1 s + \dfrac{1}{c_1 s}} + \dfrac{1}{r} + \dfrac{L_2 C s^2 + 1}{L s_2} & \dfrac{g}{L_1 C_1 s^2 + 1} + \dfrac{L_2 C s^2 + 1}{L_2 s} \\ \dfrac{g}{L_1 C_1 s^2 + 1} + \dfrac{L_2 C s^2 + 1}{L_2 s} & g + \dfrac{1}{L_1 s + \dfrac{1}{c_1 s}} + \dfrac{1}{r} + \dfrac{L_2 C s^2 + 1}{L_2 s} \end{pmatrix} \tag{41}$$

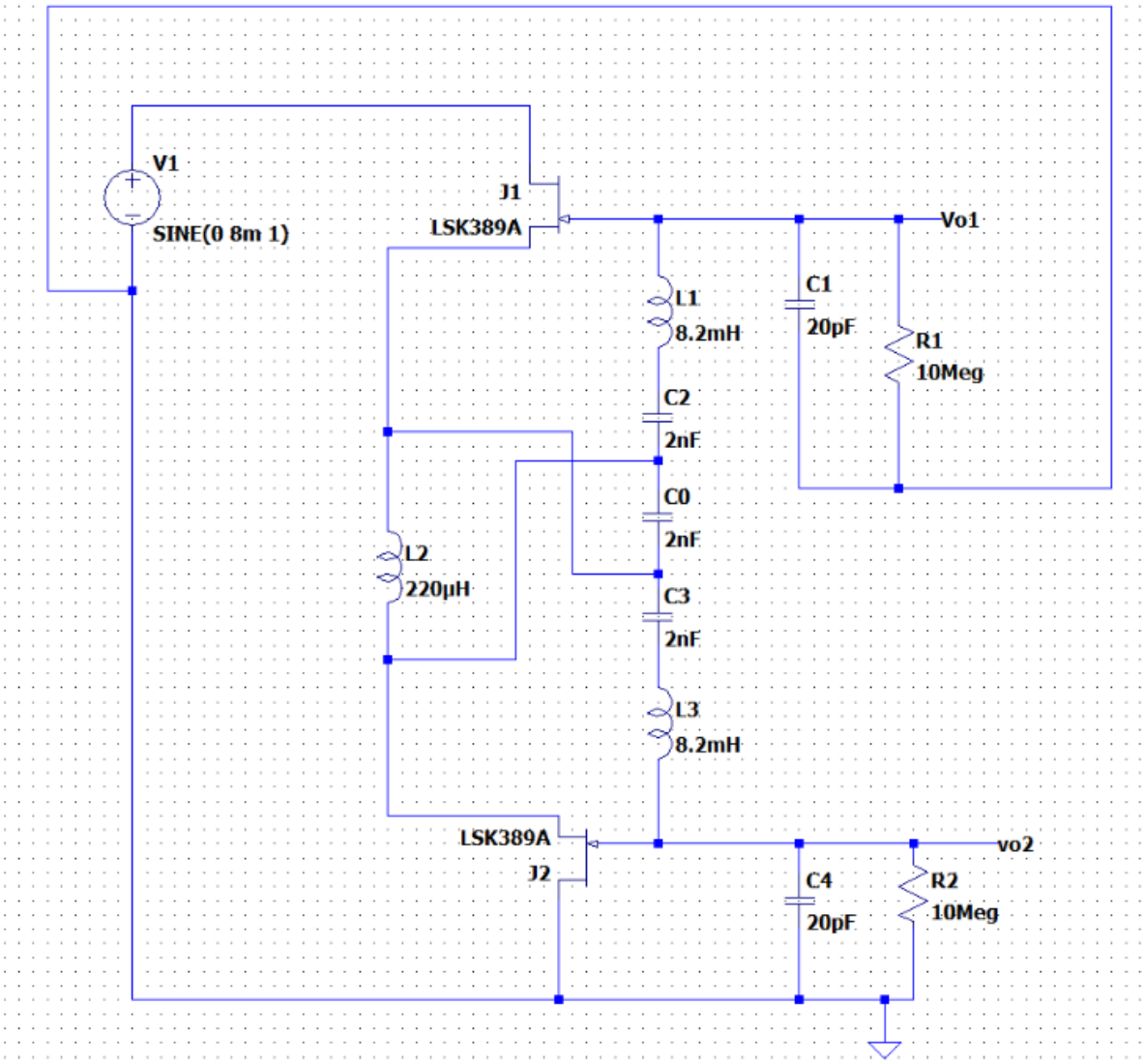


Figura 27 Circuito de acondicionamiento propuesto

Para que los voltajes V_1 y V_2 sean diferentes de cero, el determinante debe ser distinto de cero. Tal condición se cumple en cierta frecuencia de oscilación ω_{OSC} y ganancia del JFET g·r. Para hallar estos parámetros, se sustituye $S = j\cdot\omega_{OSC}$ en el determinante, se igualan las partes reales e imaginarias a cero y se resuelven para dichos parámetros. Entonces, la frecuencia de oscilación es:

$$\omega_{osc} \approx \sqrt{\frac{1}{L_1 C_2}} \qquad (42)$$

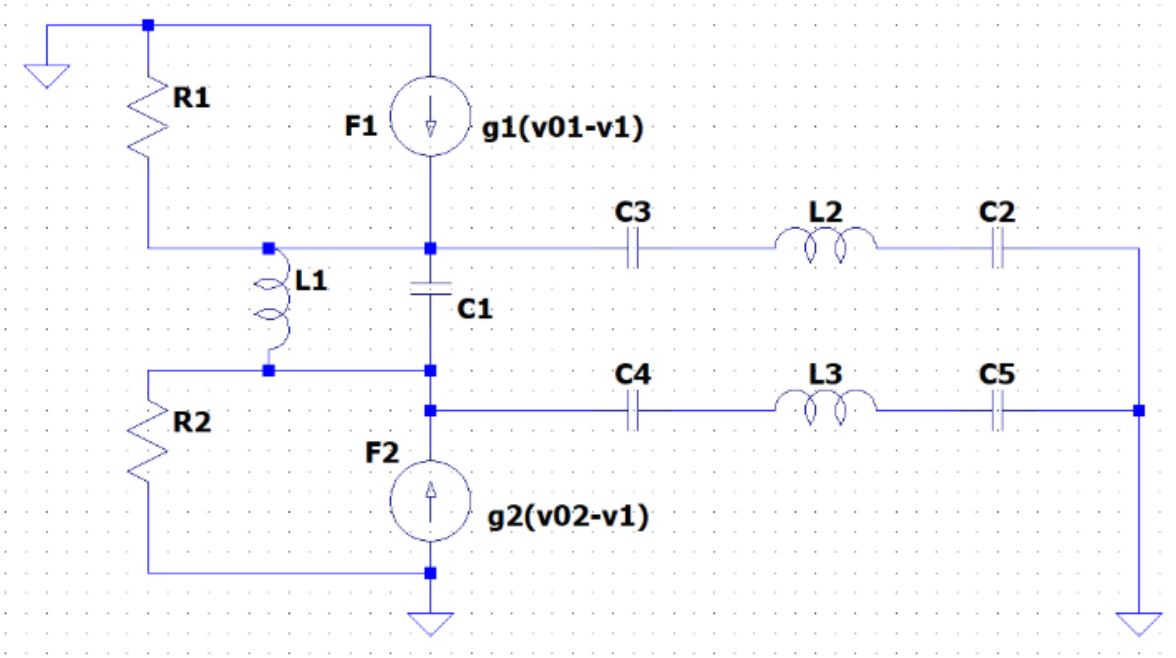


Figura 28 Circuito propuesto en pequeña señal

La frecuencia del oscilador dependerá únicamente del producto $L_1 \cdot C_1$, el cual es mayor en comparación con la condición de ganancia g·r, y está dada por:

$$g \cdot r \approx \frac{C_1}{2C - C_1\left(\frac{L_1}{L_2} + 1\right)} \qquad (43)$$

Para que $g \cdot r$ sea positivo se debe cumplir la condición $L_2C_2 > C_2(L_1 + L_2)$, en el circuito propuesto, esta condición depende principalmente de las relaciones entre capacitores e, indirectamente, de las relaciones de inductancia, como era el caso original del circuito. Finalmente, el voltaje mínimo de alimentación es:

$$V_{in} \geq 2g \cdot r\left(-V_p\right) \qquad (44)$$

Para diseñar un oscilador para voltajes de entrada muy bajos, usando el circuito propuesto, se seleccionaron los siguientes elementos: C, C_1, L_1, L_2 y un transistor con V_p bajo. El valor de C podría estar en el rango de nF y C_1 en cientos de pF. En el caso de L_1 puede estar en el rango de mH y L_2 en µH[13, 31].

Para ver el comportamiento dinámico del oscilador se usa un diagrama de fase de los valores de V_{o1} vs V_{o2}. Los valores de los componentes son:

L_1 = 8.2 mH.

L_2 = 22 µH.

C_1 = 20 pf.

C_2 = 5nF.

J_1 y J_2 LSK389 A, V_p = -0.4 V

Con estos parámetros la frecuencia de oscilación es de 278 khz y la alimentación mínima es de 13 mV. En figura 29 (a) muestra la señal de salida V_{o1} para V_{in} = 0.1 sen (πt) V, es decir una frecuencia de 0.5 Hz. Tomando en cuenta que los semiciclos no son iguales, ya que V_1 depende de la polaridad de la señal de entrada, en fig. 29 (b) se visualiza un *zoom* de V_{o1} y V_{02} cundo alcanzan sus niveles máximos, es decir, V_{in} alrededor de 0.5 s con una amplitud de 0.1 V. El circuito comienza a oscilar para voltajes de entrada positivos alrededor de 16 mV para la entrada negativa se requiere -10 mV, tomando en cuenta el voltaje de salida hasta 2.8 V que se pueden obtener para una señal sinusoidal de entrada tan baja como 0.1 V.

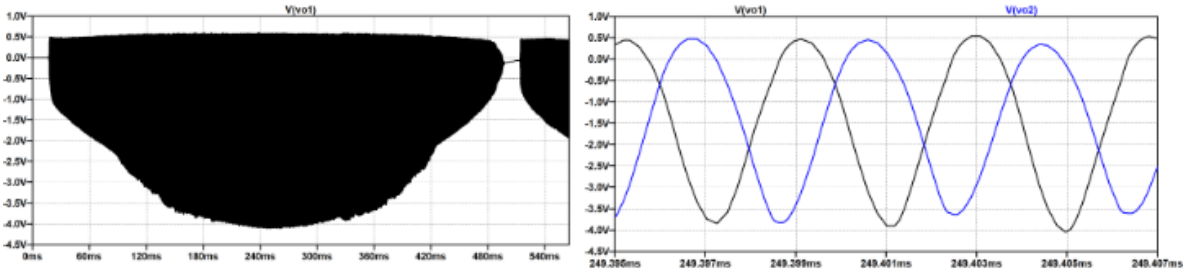


Figura 29 Señal de salida circuito acondicionador (izq.), zoom señal de la señal de salida (der)

3.4 Convertidor de voltaje

El convertidor DC–DC tipo *Boost* desarrollado en este trabajo tiene como objetivo elevar tensiones de entrada extremadamente bajas, del orden de 0.100 V, provenientes de un generador termoeléctrico (*TEG*), hasta un nivel de 3.3 V, adecuado para alimentar sistemas de ultra bajo consumo.

Uno de los criterios principales del diseño fue el uso de componentes de bajo costo, ampliamente disponibles en el mercado comercial, evitando soluciones integradas propietarias de alto precio. Este enfoque permite que el sistema sea replicable, escalable y económicamente viable, lo cual es especialmente relevante en aplicaciones de cosecha de energía (*energy harvesting*).

El convertidor opera en modo de conducción continua (*CCM*) y es controlado mediante una señal *PWM* generada por un microcontrolador, permitiendo implementar estrategias *MPPT* sin necesidad de circuitos especializados adicionales.

Las especificaciones eléctricas de diseño se obtuvieron a partir de la caracterización experimental del generador termoeléctrico; estas se muestran en la Tabla 7 [18].

Parámetros	
Voltaje de entrada	0.106 V
Corriente de entrada	0.015 A
Potencia entregada	161 mW
Voltaje de salida	3.3 V
Frecuencia de conmutación	25 KH

Tabla 7 Parámetros para diseño del convertidor Boost

3.4.1 Ciclo de trabajo

Para un convertidor Boost ideal que opera en conducción continua, la relación entre el voltaje de entrada y salida está dada por la ecuación:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (45)$$

Despejando D:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (46)$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada, V_{out} es el voltaje de salida y D es el ciclo de la señal pwm.

3.4.2 Corriente de salida

Asumiendo inicialmente una conversión ideal donde $P_{out} \approx P_{in}$ la corriente de salida teórica se obtiene a partir de la expresión:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (47)$$

Donde I_{out} es la corriente de salida, P_{out} es la potencia de salida y V_{out} es el voltaje de salida.

3.4.3 Resistencia de carga

La resistencia de carga equivalente requerida para el sistema se obtiene a partir del voltaje y la corriente de salida, es decir:

$$R = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (48)$$

Donde V_{out} es el voltaje de salida y I_{out} es la corriente de salida.

3.4.4 Resistencia del TEG

La resistencia interna del TEG, también denominada resistencia equivalente R_{TEG}, representa el efecto combinado de la resistencia eléctrica de los termopares internos del dispositivo, esta se representa por la siguiente ecuación:

$$R_{TEG} = \frac{V_{oc} - V_{in}}{I_{in}} \quad (49)$$

Donde V_{oc} es el voltaje en circuito abierto, V_{in} es el voltaje promedio medido en las resistencias de carga en la caracterización e I_{in} es la corriente promedio medida en las resistencias utilizadas en la caracterización.

3.4.5 Elección del Inductor

Para garantizar la operación en conducción continua, se definió el rizado de corriente del inductor, el cual debe ser menor que la corriente promedio, es decir, $\Delta I_L < I_L$, donde I_L es la corriente del inductor y ΔI_L es el rizado de corriente del inductor, el cual se define por la siguiente ecuación:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot D}{L \cdot F_s} \quad (50)$$

Se propone un rizo de corriente de 0.5, por lo tanto, se despeja la corriente quedando la ecuación 50 de la siguiente forma:

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot F_s} \quad (51)$$

Dode D es el ciclo de trabajo, V_{in} es el voltaje de entrada, L es el inductor y F_s es la frecuencia de conmutación, [19].

3.4.6 Elección del capacitor

Para la elección del capacitor de salida y entrada se propone un rizado de voltaje [ΔV] de 5 mV expresado por la siguiente ecuación:

$$\Delta V = \frac{I_{in} \cdot D}{C_{inout} \cdot F_s} \quad (52)$$

Despejando la ecuación 52 se obtiene:

$$C_{inout} = \frac{I_{in} \cdot D}{\Delta V \cdot F_s} \quad (53)$$

Donde C_{inout} es el capacitor que se está seleccionando, I_{in} es la corriente de entrada, D es el ciclo de trabajo, ΔV es el rizado de voltaje y F_s es la frecuencia de conmutación.

Finalmente, al agregarse capacitores de entrada y salida apropiadamente dimensionados, se reduce el rizado de voltaje y el circuito se vuelve más estable al conmutar a altas frecuencias. Por lo tanto, un capacitor electrolítico brinda mayor capacidad de almacenamiento y amortigua las variaciones lentas de voltaje, mientras que el capacitor cerámico otorga baja inductancia equivalente y suprime transitorios rápidos y ruidos de alta frecuencia [34-35].

3.4.7 Dispositivos de potencia

Se seleccionó un diodo *1N5819* (Schottky) principalmente por su baja caída de voltaje directa (0.3 V – 0.35 V), característica esencial en aplicaciones de ultra bajo voltaje. También se eligió un transistor *2N7000* por compatibilidad con niveles lógicos de 3.3 V, baja carga de compuerta, costo accesible y encapsulado *through-hole*. La tabla 8 muestra los parámetros y componentes utilizados en el diseño del convertidor *boost*. Las figuras 30 y 31 muestran el diagrama esquemático del convertidor, así como su voltaje de salida simulado en el tiempo. Como se puede observar en la simulación, el convertidor se muestra estable después de 2 ms, con un voltaje de rizado como el propuesto de 5 mV.

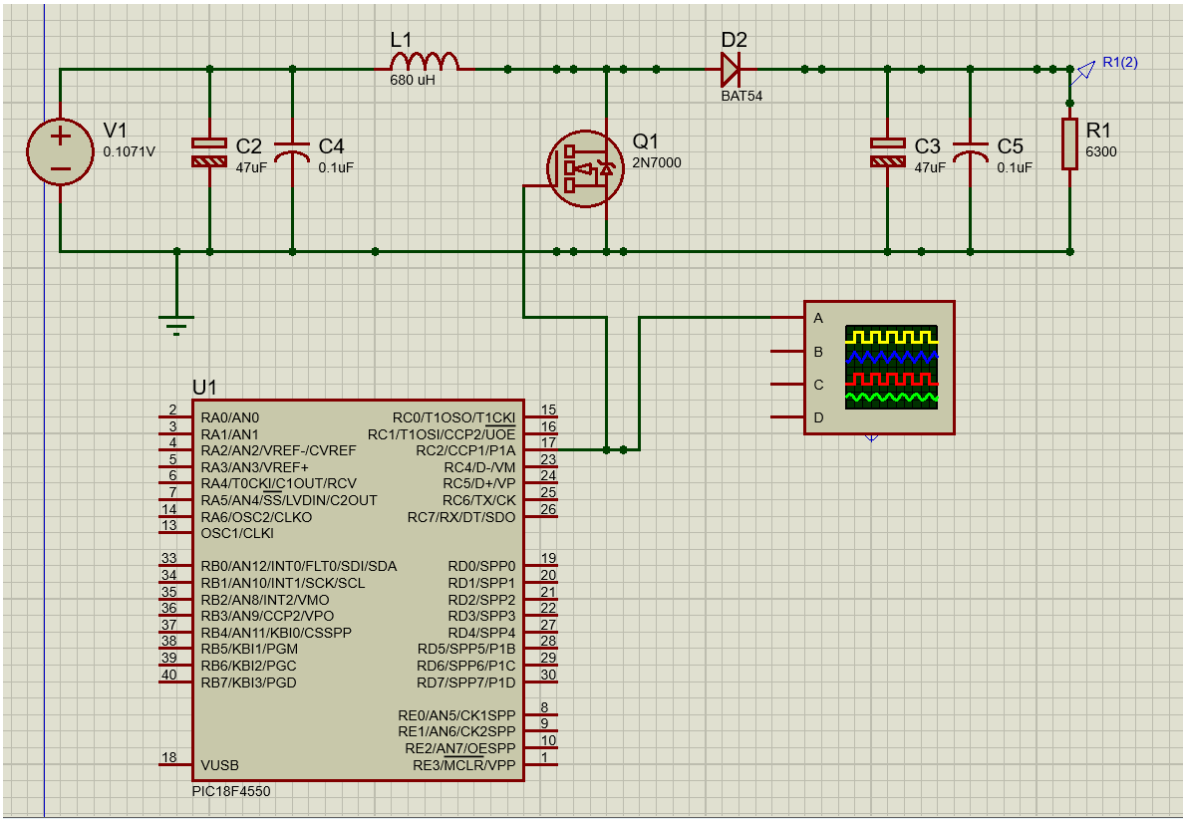


Figura 30 Diagrama esquematico de convertidor boost

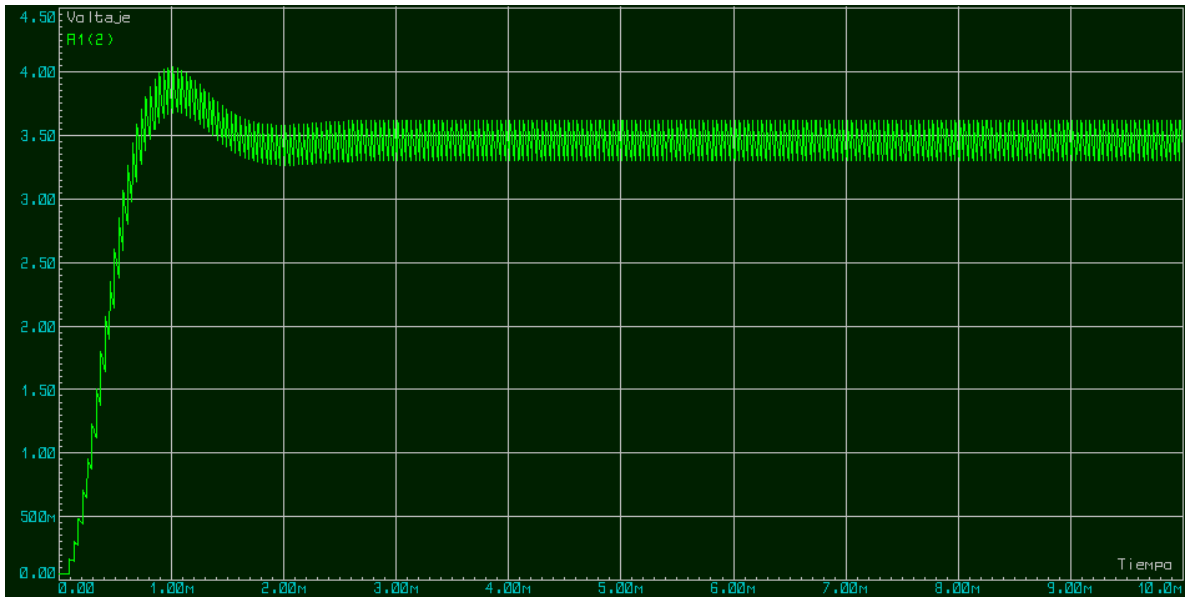


Figura 31 Respuesta del Voltaje de salida vs tiempo

Parámetro.	Valor
Voltaje de entrada.	0.106 V
Corriente de entrada.	15 mA
Voltaje de salida.	3.3 V
Frecuencia.	25 Khz
Ciclo de trabajo.	0.9675
Inductor.	680 uH
Resistencia de carga.	50 KΩ (6.5 KΩ)
Capacitor de entrada.	47 µF + 0.1 µF
Capacitor de salida.	47 µF + 0.1 µF
Transistor.	2N7000
Diodo.	1N5819

Tabla 8 Valores de componentes para diseño de convertidor boost

3.5 Acondicionamiento TEG + *Boost*

Tomando en cuenta las condiciones necesarias para el desarrollo del proyecto, el sistema debe maximizar la energía extraída del generador termoeléctrico, garantizar el aislamiento del TEG cuando el convertidor no está activo y minimizar las pérdidas introducidas por los elementos de conmutación.

Debido a que el TEG entrega un bajo voltaje de salida y su resistencia interna no es despreciable, ya que se comporta como una fuente en serie con una resistencia, cualquier caída de voltaje en el circuito de entrada afecta significativamente la potencia disponible para el convertidor *boost*. Por tal motivo, el diseño del interruptor de conexión entre el generador y el convertidor resulta crítico.

Un transistor *MOSFET* tiene inherentemente un diodo entre drenador y fuente, conocido como cuerpo de diodo (*body diode*). Este diodo permite la conducción de corriente en una dirección aun cuando el transistor se encuentra en estado de apagado. En aplicaciones donde solo se requiere conducción unidireccional, esta característica puede ser tolerable; sin embargo, en el presente sistema introduce una ruta de corriente no deseada entre el TEG y el convertidor, [35-37].

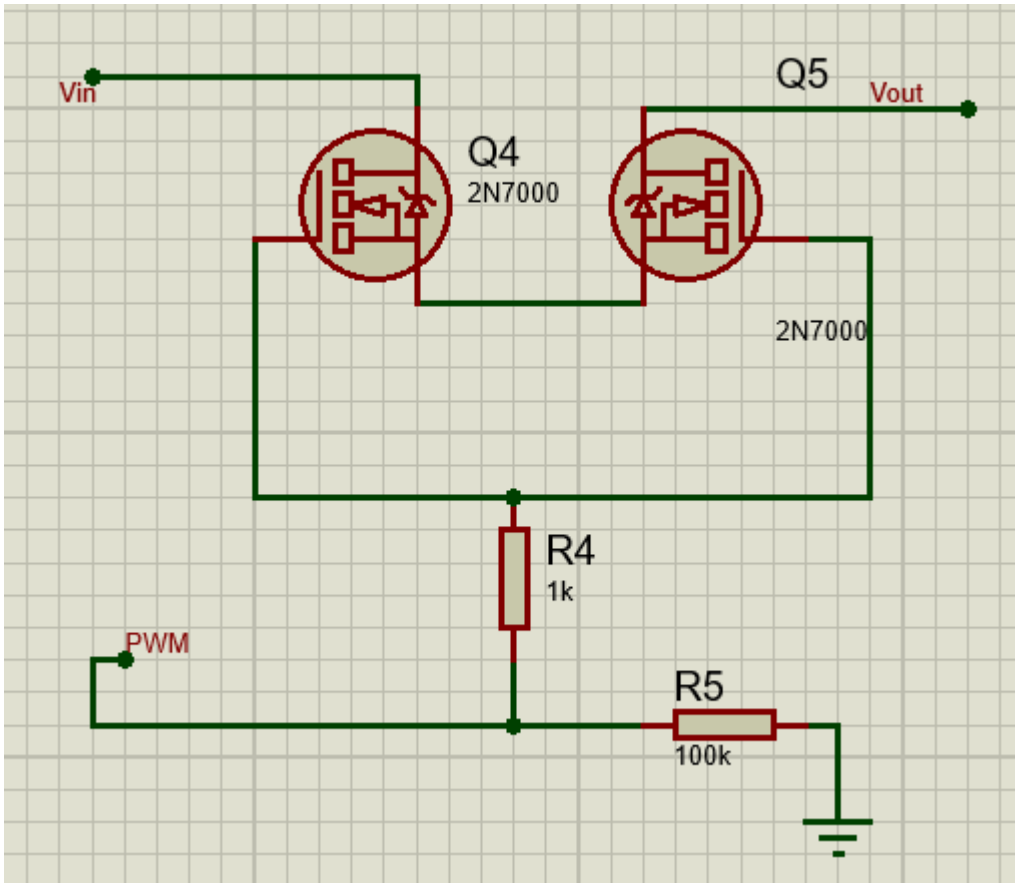


Figura 32 conexión Back to Back

Se adoptó una configuración espalda con espalda (*back-to-back*), figura 32. Esta consiste en dos transistores *MOSFET* conectados de manera que las dos terminales *S* están unidas y sus terminales *D* se orientan en sentidos opuestos. Esta disposición coloca los diodos parásitos de ambos dispositivos en oposición, logrando que, cuando el interruptor está apagado, se bloquee la corriente en ambas direcciones.

Cuando la compuerta es polarizada adecuadamente, los transistores *MOSFET* entran en conducción, permitiendo el flujo bidireccional de corriente con una caída de tensión determinada principalmente por la resistencia en conducción de los dispositivos. Este principio se utilizado en interruptores bidireccionales, sistemas de protección de baterías y convertidores de potencia, donde se requiere un control preciso del flujo de energía y un bloqueo completo en estado *OFF* [38-41].

La *back-to-back* resuelve el problema del bloqueo bidireccional; pero introduce una resistencia adicional en conducción equivalente a la suma de las resistencias $R_{DS(on)}$de los dispositivos utilizados. Dado que el sistema opera con tensiones de entrada inferiores a 200 mV, pequeñas resistencias adicionales provocan caídas de tensión significativas y reducen la potencia disponible para el convertidor.

Para mitigar este efecto, se implementó la paralelización de múltiples *MOSFET* en cada rama del interruptor *back-to-back*. La conexión en paralelo reduce la resistencia equivalente en conducción del conjunto, disminuyendo la caída de tensión en el interruptor y aumentando el voltaje efectivo aplicado a la entrada del convertidor *boost*. Esta técnica es ampliamente empleada en electrónica de potencia para reducir pérdidas de conducción y mejorar la eficiencia del sistema, como se presenta en la figura 33 [43-44].

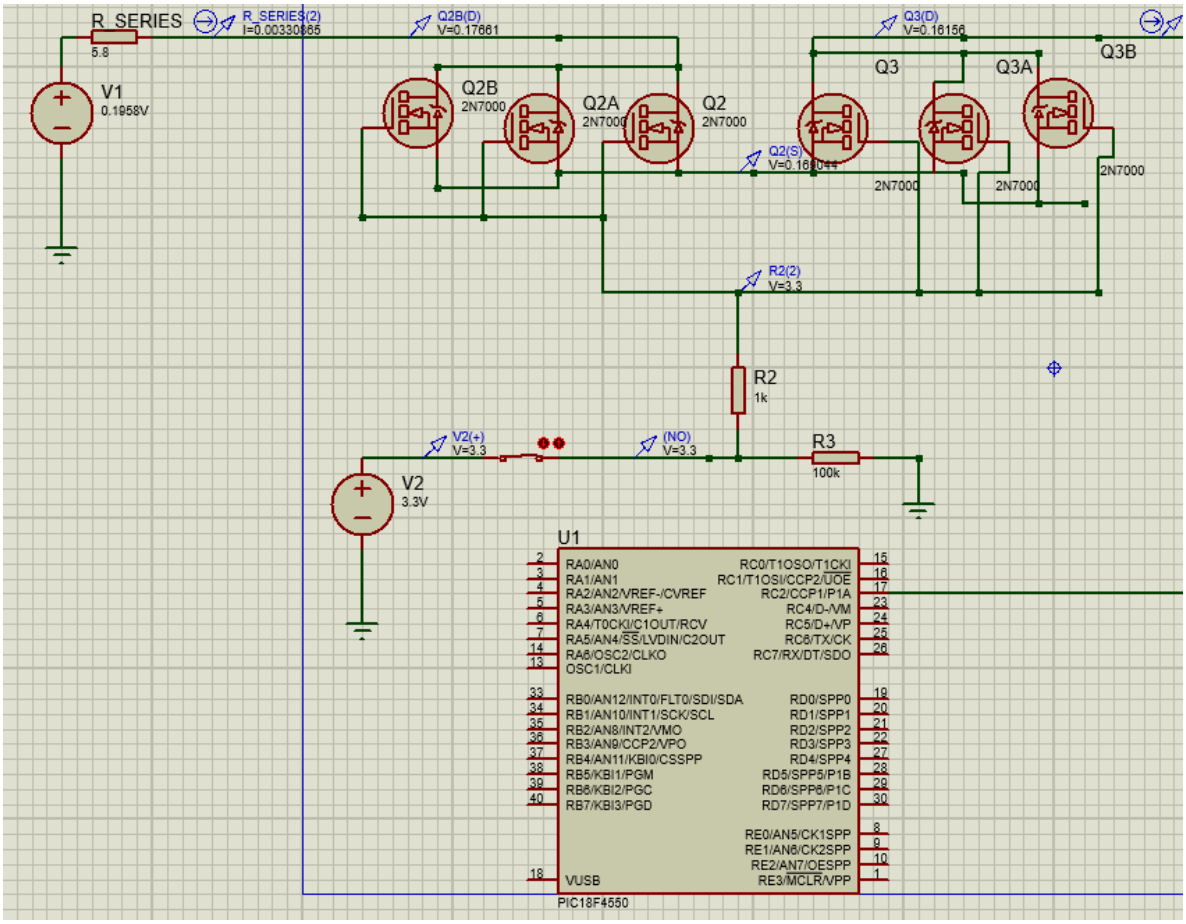


Figura 33 conexión Back to Back en paralelo

3.6 Seguimiento de máximo punto de potencia (MPPT)

Partiendo de que un generador termoeléctrico puede modelarse mediante su equivalente de *Thevenin*, compuesto por un voltaje en circuito abierto V_{oc} y una resistencia interna R_{int}, la potencia que se entrega a la resistencia de carga R_L se representa mediante:

$$P = \frac{V_{oc} R_L}{(R_{int} + R_L)^2} \qquad (54)$$

Donde P es la potencia [W], V_{oc} es el voltaje en circuito abierto [V], R_L la resistencia de carga [Ω] y R_{int} es la resistencia interna del TEG [Ω].

La potencia máxima se obtiene cuando:

$$R_{int} = R_L \qquad (55)$$

En esta condición el voltaje en la carga se presenta como :

$$V_{MPP} = \frac{V_{oc}}{2} \quad (56)$$

Donde V_{MPP}es el voltaje en el máximo punto de potencia [V]

Tomando en cuenta la ecuación 56 se puede hallar una relación entre V_{MPP} y V_{oc} quedando de la siguiente forma:

$$V_{MPP} = k \cdot V_{oc} \quad (57)$$

En donde experimentalmente:

$$K \in [0.45, 0.5] \quad (58)$$

Donde k es adimensional. Para este trabajo por simplicidad y robustez k=0.5

Por otra parte, para un convertidor *boost* ideal operando en conducción continua, la relación de voltajes se representa por medio de la ecuación (45); sin embargo, la impedancia de entrada reflejada hacia la fuente se representa por la ecuación (59), causando que se cumpla la relación descrita por la ecuación (55).

$$V_{in} \approx V_{MPP} = k \cdot V_{oc} \quad (59)$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada al convertidor [V], V_{MPP} es el voltaje en su máximo punto de potencia [V], V_{oc} es el voltaje de salida [V], k es una constante adimensional.

Técnica	Principio de operación	Variables medidas	Consumo de energía	Ventajas
P&O	Perturba punto de operación observa el cambio de potencia para aproximarse al MPP	Voltaje y corriente	Alto	Algoritmo simple y estudiado
INC	Compara la conductancia instantánea con la incremental para localizar el MPP	Voltaje y corriente	Alto	Mayor precisión que P&O respuesta rápida a cambios
Voc	Usa la relación proporcional entre el Vmpp y Voc	Voltaje	Bajo	Implementación sencilla, bajo consumo,
Isc	Estima Impp a partir de la corriente de corto circuito	Corriente	Medio	Método simple teóricamente

Tabla 9 Comparación de técnicas MPPT para aplicación a cosecha de energía termoeléctrica

Considerando las características de los generadores termoeléctricos y las restricciones de potencia del sistema propuesto, se determina que los métodos de perturbación y observación (*P&O*) y de algoritmo de conductancia incremental (*INC*) resultan excesivamente complejos, exigiendo una operación del microcontrolador energéticamente demandante, mientras que el método de corriente de cortocircuito introduce pérdidas innecesarias. En comparación con otras técnicas de *MPPT*, el método de voltaje en circuito abierto se presenta como la opción más adecuada debido a su simplicidad, bajo consumo y compatibilidad con la dinámica lenta del TEG, como se muestra en la tabla 9. Su implementación, combinada con un interruptor electrónico en configuración *back-to-back*, permite una medición precisa del voltaje en circuito abierto y una operación eficiente del sistema [42-44].

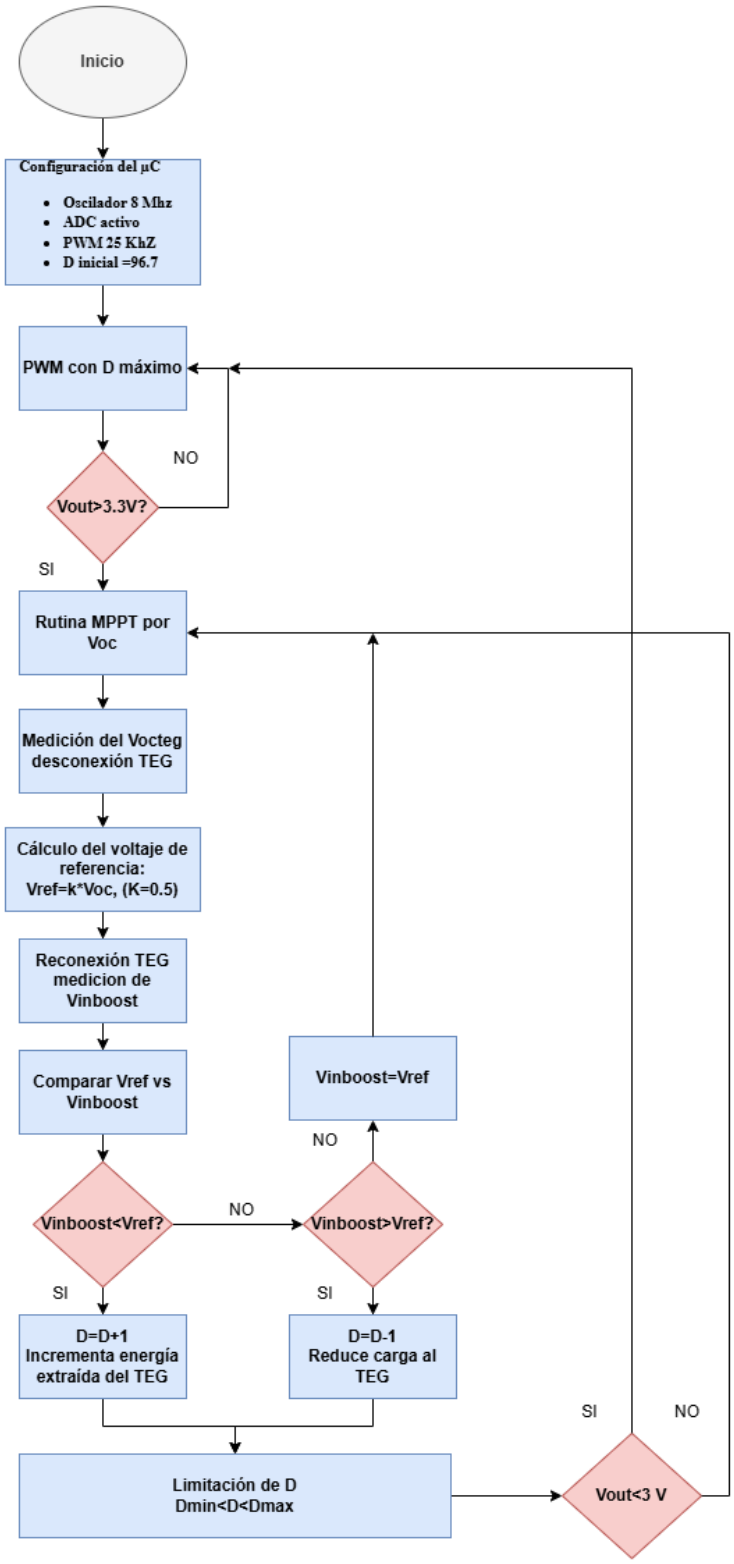


Figura 34 Diagrama a bloques para MPPT

Como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 34, el control del convertidor *boost* se realiza mediante un ajuste incremental del ciclo de trabajo del PWM. El algoritmo MPPT compara el voltaje de entrada del convertidor $V_{inboost}$ con un voltaje de referencia V_{ref} calculado como una fracción del voltaje en circuito abierto del TEG V_{oc}.

Si $V_{inboost} < V_{ref}$, el sistema incrementa el ciclo de trabajo, aumentando la corriente demandada al generador termoeléctrico y desplazando el punto de operación hacia el punto de máxima potencia. Por el contrario, si $V_{inboost} > V_{ref}$, el ciclo de trabajo se reduce, disminuyendo la carga sobre el TEG.

Este proceso se repite de manera periódica hasta mantener el sistema oscilando alrededor del punto de máxima potencia.

3.7 Criterios de estabilidad

Para el análisis de estabilidad se emplean dos criterios ampliamente utilizados en sistemas de cosecha de energía (*energy harvesting)* de ultra bajo voltaje:

I. Voltaje normalizado V_B/V_{oc}

El generador termoeléctrico puede modelarse mediante su equivalente de Thévenin, compuesto por una fuente de voltaje V_{oc} y una resistencia interna R_{TEG} El voltaje en bornes (voltaje a la entrada del interruptor) del TEG bajo carga V_B depende directamente de la carga impuesta por el convertidor.

Diversos trabajos reportan que cuando la relación:

$$\frac{V_B}{V_{oc}} < 0.3 \qquad (60)$$

el sistema entra en una condición de colapso, caracterizada por una caída abrupta del voltaje de entrada, imposibilidad de mantener el arranque del convertidor y pérdida de control del sistema. En esta región, el convertidor demanda una corriente excesiva, forzando al TEG a operar lejos de su punto óptimo.

Por otro lado, la condición teórica de máxima transferencia de potencia ocurre cuando se cumple la relación descrita en la ecuación 56, valor que corresponde al punto de máxima potencia (MPP) del generador, [45-47].

Con base en lo anterior, se definen las siguientes regiones:

- Región de colapso : $V_B/V_{oc} < 0.3$
- Región cercana al colapso: $0.3 \leq V_B/V_{oc} < 0.45$
- Región estable: $V_B/V_{oc} \geq 0.45$

II. Criterio de resistencia equivalente vista por el TEG

Un segundo criterio complementario se basa en la resistencia equivalente que el convertidor impone al TEG, definida como:

$$R_{eq} = \frac{V_B}{I_B} \quad (61)$$

Donde R_{eq} es la resistencia equivalente del convertidor [Ω], V_B es el voltaje de entrada al *boost* [V], $I_B$es la corriente al *boost* [A].

Para un TEG modelado como una fuente de Thévenin, la condición de máxima transferencia de potencia se alcanza cuando:

$$R_{TEG} = R_{eq} \quad (62)$$

Donde R_{TEG} es la resistencia interna del TEG [Ω] y R_{eq} es la resistencia equivalente del convertidor [Ω].

Si el convertidor impone una resistencia equivalente menor que la resistencia interna del TEG $(R_{eq} < R_{teg})$ el sistema entra en una región inestable, ya que el generador no es capaz de suministrar la corriente requerida sin colapsar su voltaje de salida, [45-47].

Por el contrario, cuando $R_{eq} > R_{teg}$ el sistema opera de manera estable, permitiendo un control adecuado del punto de operación.

3.7.1 Identificación del punto de colapso

A partir del modelo de Thévenin del TEG:

$$V_B = V_{oc} - I_B R_{TEG} \quad (63)$$

Donde V_B es el voltaje que entrega el TEG [V], V_{oc} es el voltaje en circuito abierto del TEG [V], I_B es la corriente que entrega el TEG [A] y R_{TEG} es la resistencia interna del TEG, [45-47].

Considerando:

$$I_B = \frac{V_B}{R_{eq}} \quad (64)$$

Obtenemos:

$$V_B = V_{oc} \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_{teg}} \quad (65)$$

Despejando V_{oc}:

$$\frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_{teg}} = \frac{V_B}{V_{oc}} \quad (66)$$

Cuando $R_{eq} \ll R_{teg}$:

$$\frac{V_B}{V_{oc}} \to 0 \quad (67)$$

Si se sustituye:

$$\frac{R_{eq}}{R_{teg}} = x \quad (68)$$

Entonces:

$$\frac{V_B}{V_{oc}} = \frac{x}{1 + x} \quad (69)$$

La tabla 10 muestra un análisis cuantitativo para identificar los puntos donde el sistema tiende a colapsar pues se le exigiría una cantidad grande de corriente la cual ya no es capaz de proporcionar.

$X=R_{eq}/R_{teg}$	V_B/V_{oc}	Carga exigida
2	0.67	Poca
1	0.5	MPP
0.7	0.41	Alta carga
0.5	0.33	Límite
0.4	0.29	Muy cargado
0.3	0.23	Extremo

Tabla 10 Puntos de estabilidad del sistema

Capitulo IV Resultados

4.1 Caracterización de TEG

Una vez construida la base para caracterizar los TEG, se procedió con la caracterización experimental y simulada de los tres dispositivos. Posteriormente, se realizó la comparación de los datos obtenidos en el experimento y en la simulación. El primer paso para realizar la simulación fue obtener los datos necesarios de cada TEG. La tabla 11 muestra los datos que fueron requeridos para realizar la simulación de cada uno de los dispositivos; estos se tomaron tanto del manual como a través de las ecuaciones 32, 33 y 34.

	Resistencia eléctrica interna. [Ω]	**Resistencia térmica.** $[^{K}/_{W}]$	**Coeficiente de Seebeck.** $[^{V}/_{K}]$	**Capacitancia térmica.** $[^{j}/_{K}]$
TEG SP1848	47.2	4.58	0.077	6.23
TGM-127	1.89	1.69	0.017	11.08
TG12-4	5.72	2.37	0.029	1.56

Tabla 11. Parámetros necesarios para simular TEG

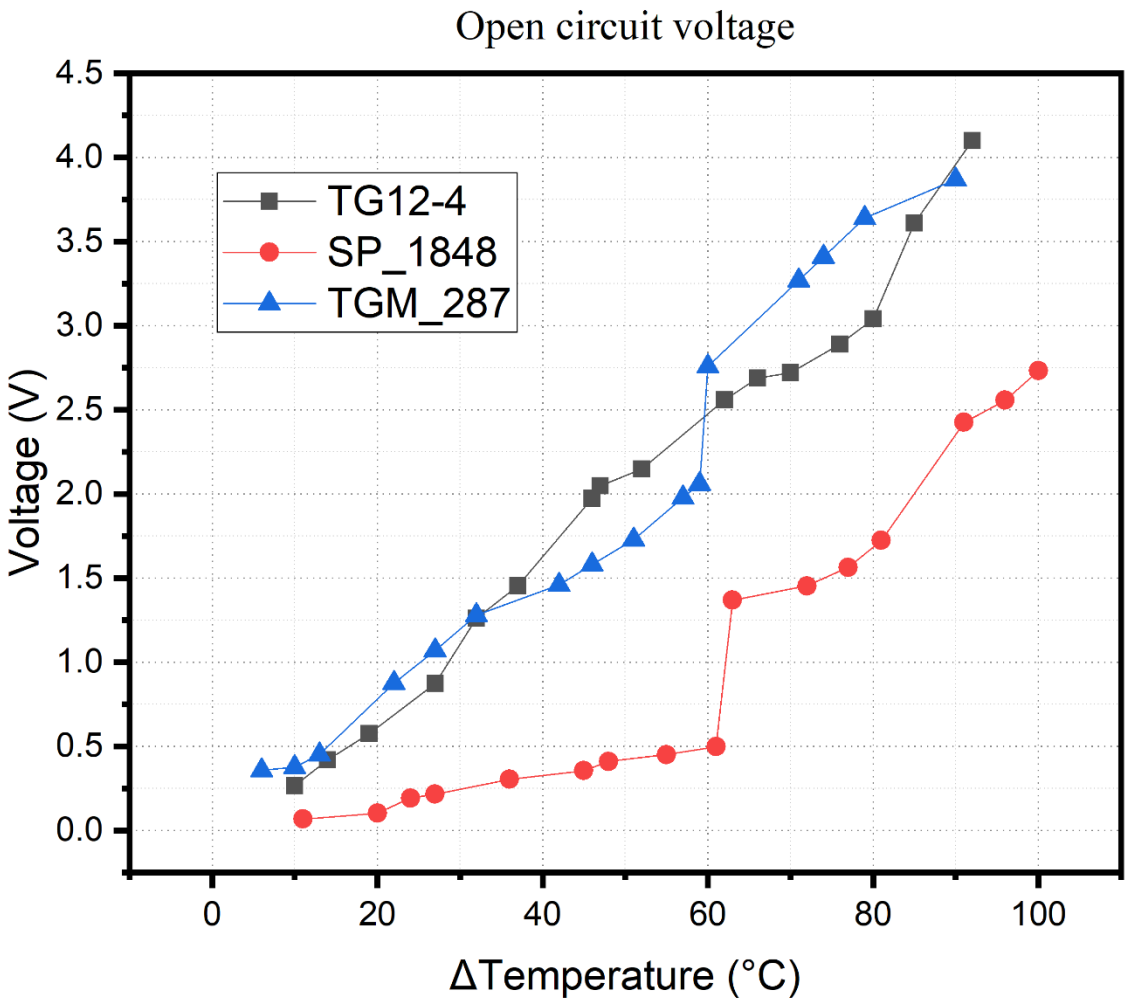


Figura 35 Voltaje en circuito abierto.

De forma independiente a la simulación, se realizó el experimento de caracterización de cada uno de los TEG. En total, se tomaron 1,200 muestras de voltaje en circuito abierto, voltaje en circuito cerrado, corriente de carga y potencia. Finalmente, se graficaron estas muestras para realizar el análisis de potencia con el objetivo de identificar en qué voltaje, corriente y resistencia de carga se presenta el máximo punto de potencia de cada uno de los dispositivos.

La figura 35 muestra el voltaje en circuito abierto de los tres TEG. Se observa cómo el voltaje va aumentando conforme se incrementa ΔT, tal y como la ecuación del voltaje de Seebeck lo describe. La diferencia en la pendiente de cada uno de los TEG también dependerá de qué tan bajo es su coeficiente de Seebeck, qué tan baja es su conductancia térmica y qué tan alta es su conductancia eléctrica

.

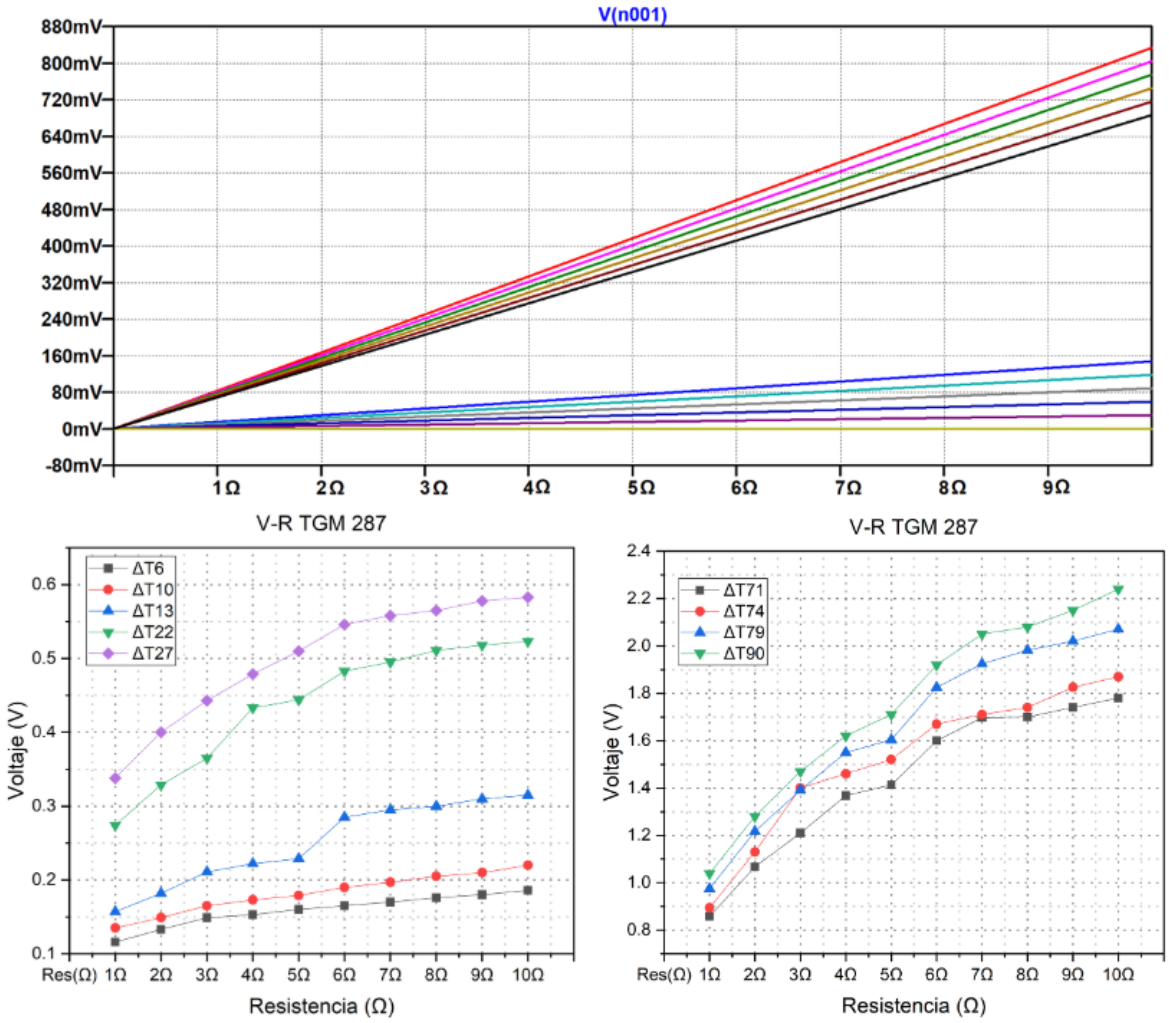


Figura 36 voltaje-Resistencia simulada del TEG TGM 287 (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der) .

Con base en la figura 36, se determina que el TEG TG12-4 es el dispositivo con el mayor voltaje en circuito abierto y, además, es el más estable. El TEG TGM 287 tiene una respuesta similar al TEG anterior, pero presenta cambios más abruptos de voltaje. Por último, el TEG SP1848 es el dispositivo con el voltaje en circuito abierto más bajo y con los cambios de voltaje más pronunciados.

La figura 37 compara la gráfica de voltaje en circuito cerrado contra resistencia del TEG TGM 287, simulada y experimental. En la parte superior se encuentra la gráfica de la simulación del TEG con los parámetros proporcionados por el fabricante, emulando una ΔT de 100 °C. Las dos gráficas que se presentan en la parte inferior corresponden a la caracterización experimental: la gráfica izquierda muestra los resultados con las cinco ΔT más bajas, y la gráfica de la derecha corresponde a los resultados de las cuatro ΔT más altas

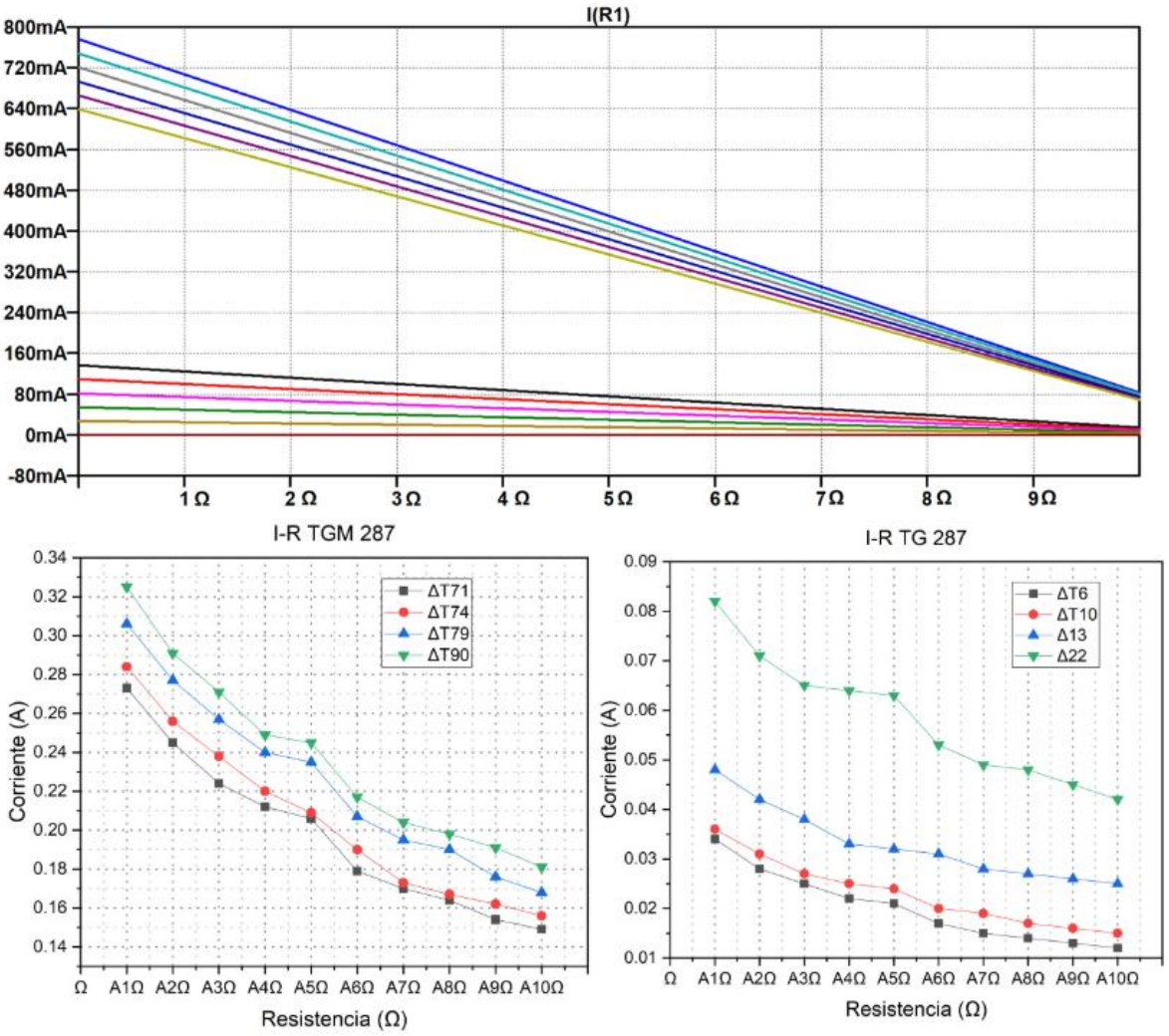


Figura 37 Corriente-Resistencia del TEG TGM 287 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT menores (abajo der)

Es importante resaltar que, con la ΔT más baja (6 °C) y la resistencia de carga mínima, este TEG brinda un voltaje de 100 mV, y con la ΔT más grande, 1 V. También destaca el hecho de que el voltaje aumenta conforme aumenta la resistencia de carga; en su valor máximo, con la ΔT más alta y una resistencia de 10 Ω, el TEG entrega 2.25 V.

La figura 38 presenta las gráficas simuladas y experimentales de corriente de carga contra resistencia del TEG TGM 287. En la parte superior se encuentra la gráfica obtenida de la simulación, y las dos de la parte inferior corresponden a los datos experimentales: los ΔT más altos en el lado izquierdo y los ΔT más bajos en el lado derecho.

Al comparar estas gráficas, se observa que los datos de la simulación y los de la caracterización se parecen en los límites superiores, a diferencia de las gráficas de voltaje vs resistencia de la figura 37. Como es de esperar por la ley de Ohm, la corriente decrece al aumentar la resistencia de carga; sin embargo, al analizar la curva de corriente se puede observar que en ciertos valores de R la tasa de decrecimiento se suaviza y, posteriormente, cae bruscamente. Cuantitativamente, en su ΔT más bajo (6 °C), la corriente tiende a 35 mA,

y en el ΔT máximo (90 °C), tiende a 330 mA. Estos datos, en conjunto con los obtenidos del voltaje en circuito cerrado, indican que el TEG TGM 287 tiene la capacidad de generar suficiente energía para alimentar un dispositivo de baja potencia.

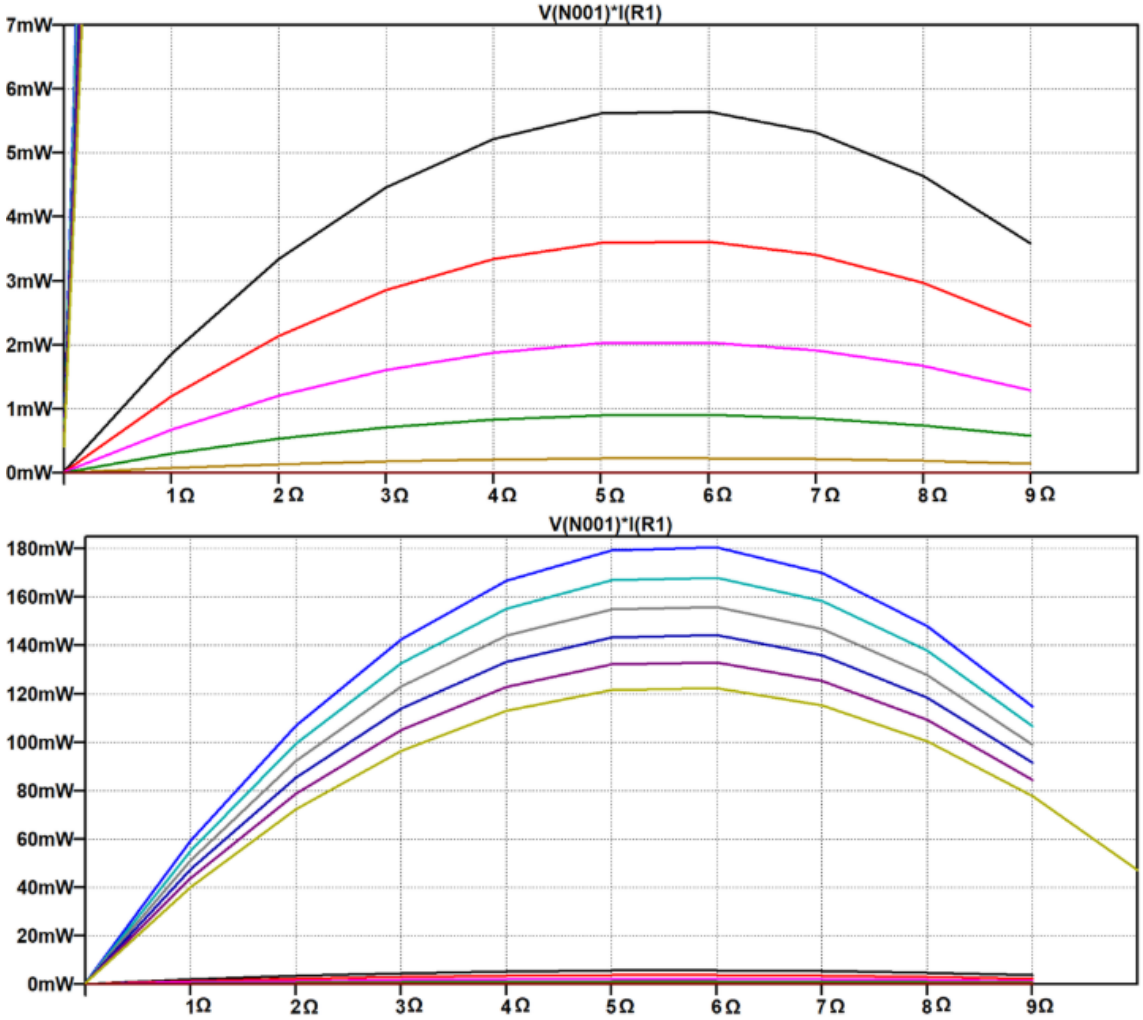


Figura 38 P-R del TEG TGM 287 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo

La figura 38 introduce la forma de onda de la potencia vs resistencia de carga como resultado de la simulación, la gráfica se divide en dos; la parte superior representa los valores de potencia con los ΔT más bajos, la parte inferior a los valores de potencia con los ΔT máximos. Analizando ambos gráficos se observa que después de la quinta medición existe un salto abrupto en el nivel de potencia ya que la siguiente muestra crese varias decenas de miliwatts [mW], también se aprecia que el máximo punto de potencia se presenta entre las resistencias cinco y seis.

La figura 39 muestra los gráficos de potencia vs resistencia obtenidos de las muestras de la caracterización experimental, el gráfico de la izquierda representa la potencia de salida con los ΔT mínimos mientras que el gráfico de la derecha muestra la potencia de salida con los ΔT máximos.

Se puede observar que la potencia obtenida de la experimentación es en varias centenas de mW mayor a la potencia obtenida en la simulación, de igual forma se puede ver que el punto de máxima potencia se mueve hacia la izquierda quedando entre las resistencias de 4 Ω y 5 Ω, es importante mencionar que el valor mínimo de potencia está en el orden de los μW, al igual que en la simulación existe un salto repentino en el nivel de potencia de salida solo que en este caso se presenta a partir de la tercera medición. También se puede señalar que en un intervalo de 1Ω a 10Ω el valor inicial de la potencia es menor al valor final de la potencia.

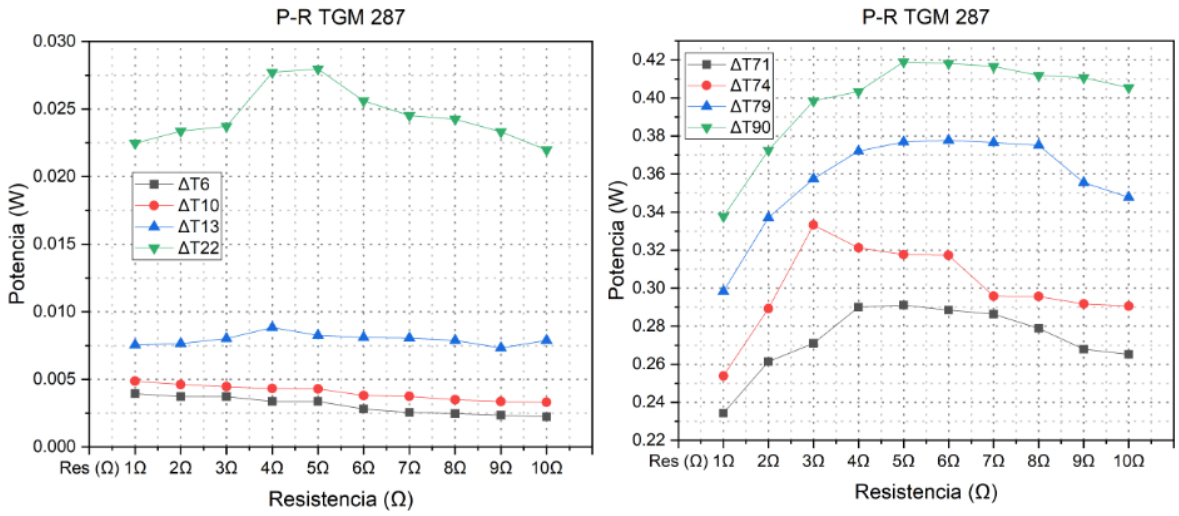


Figura 39 Potencia vs resistencia experimental TEG TGM 287 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental con los ΔT máximos (derecha)

La figura 40 presenta la relación entre la potencia de salida y el voltaje en circuito cerrado. La gráfica de la izquierda muestra los resultados con los ΔT mínimos, y la gráfica de la derecha, los resultados con los ΔT máximos. Se observa que la potencia tiende a aumentar hasta alcanzar un punto máximo que no coincide con el voltaje máximo, y posteriormente comienza a decrecer.

También se nota que este punto de máxima potencia varía entre las curvas, desplazándose hacia la izquierda conforme cambia el ΔT. Este ritmo de crecimiento da la apariencia de que la onda “apunta hacia la izquierda”, ya que después del punto máximo la curva decrece más rápidamente que al inicio.

Analizando detenidamente, se aprecia que el punto de máxima potencia supera la barrera de las unidades de mW a partir de la sexta curva, y a partir de esa medición la potencia continúa aumentando, abriendo la posibilidad de alimentar más dispositivos de baja potencia.

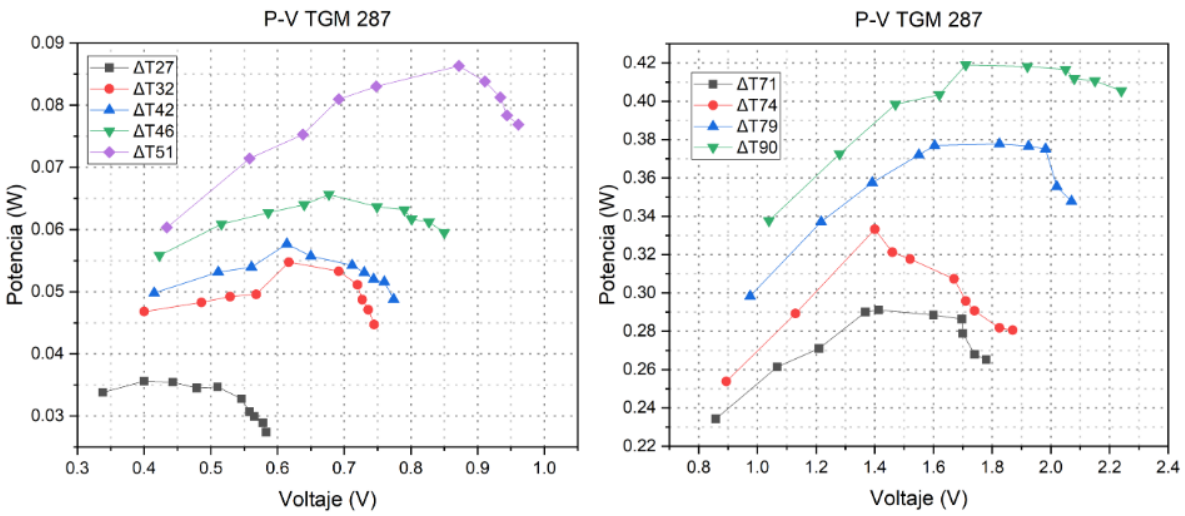


Figura 40 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TGM 287, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

La gráfica de potencia vs corriente se muestra en la figura 41. En el lado izquierdo se presentan los resultados con los ΔT mínimos, y en el lado derecho, los resultados con los ΔT máximos. Conforme aumenta la corriente, también aumenta la potencia de salida hasta alcanzar un punto máximo, que luego comienza a descender.

Este punto máximo de potencia constituye el foco de la curva y se desplaza hacia la derecha a medida que varía el ΔT, dando la apariencia de que la curva “apunta hacia la derecha”.

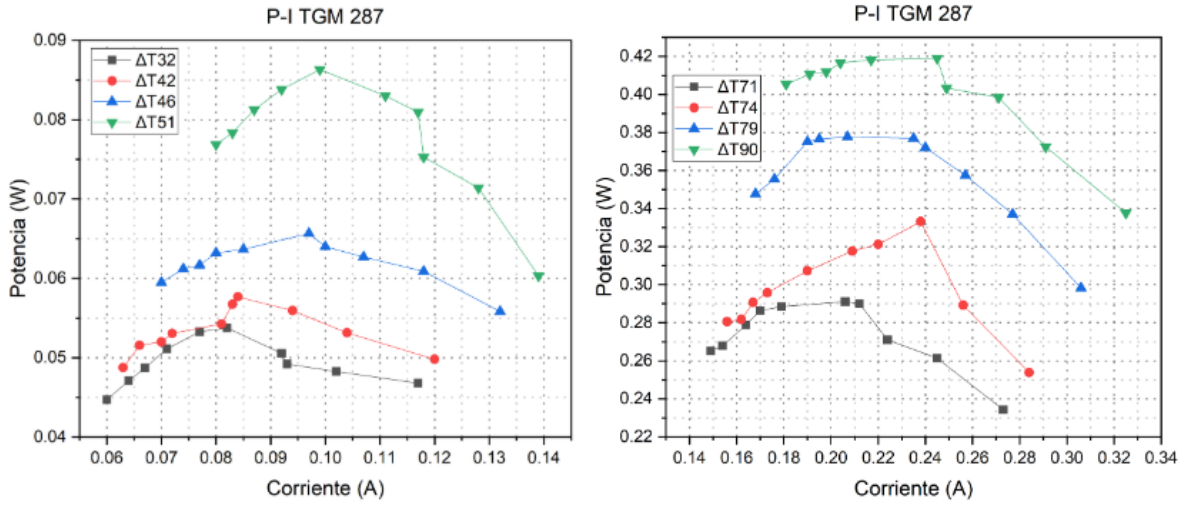


Figura 41 Gráfica de potencia vs corriente del TEG TGM 287, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

Si se colocan lado a lado las figuras 40 y 41, se observa que sus curvas “se apuntan” entre sí. Esto es totalmente predecible, ya que al analizar la curva de voltaje vs resistencia se observa que el voltaje crece hacia la derecha, mientras que la curva de corriente vs resistencia crece hacia la izquierda. Por lo tanto, en el análisis de la potencia, la forma de la curva dependerá de la dirección en que crezca el factor con el cual se grafica la potencia.

La figura 42 compara la gráfica de voltaje en circuito cerrado vs resistencia del TEG TG 12-4, simulada y experimental. En la parte superior se presenta la simulación del TEG con los parámetros proporcionados por el fabricante, emulando una ΔT de 100 °C. Las dos gráficas de la parte inferior corresponden a la caracterización experimental: la gráfica izquierda muestra los resultados con las ΔT más bajas, y la gráfica derecha corresponde a las ΔT más altas.

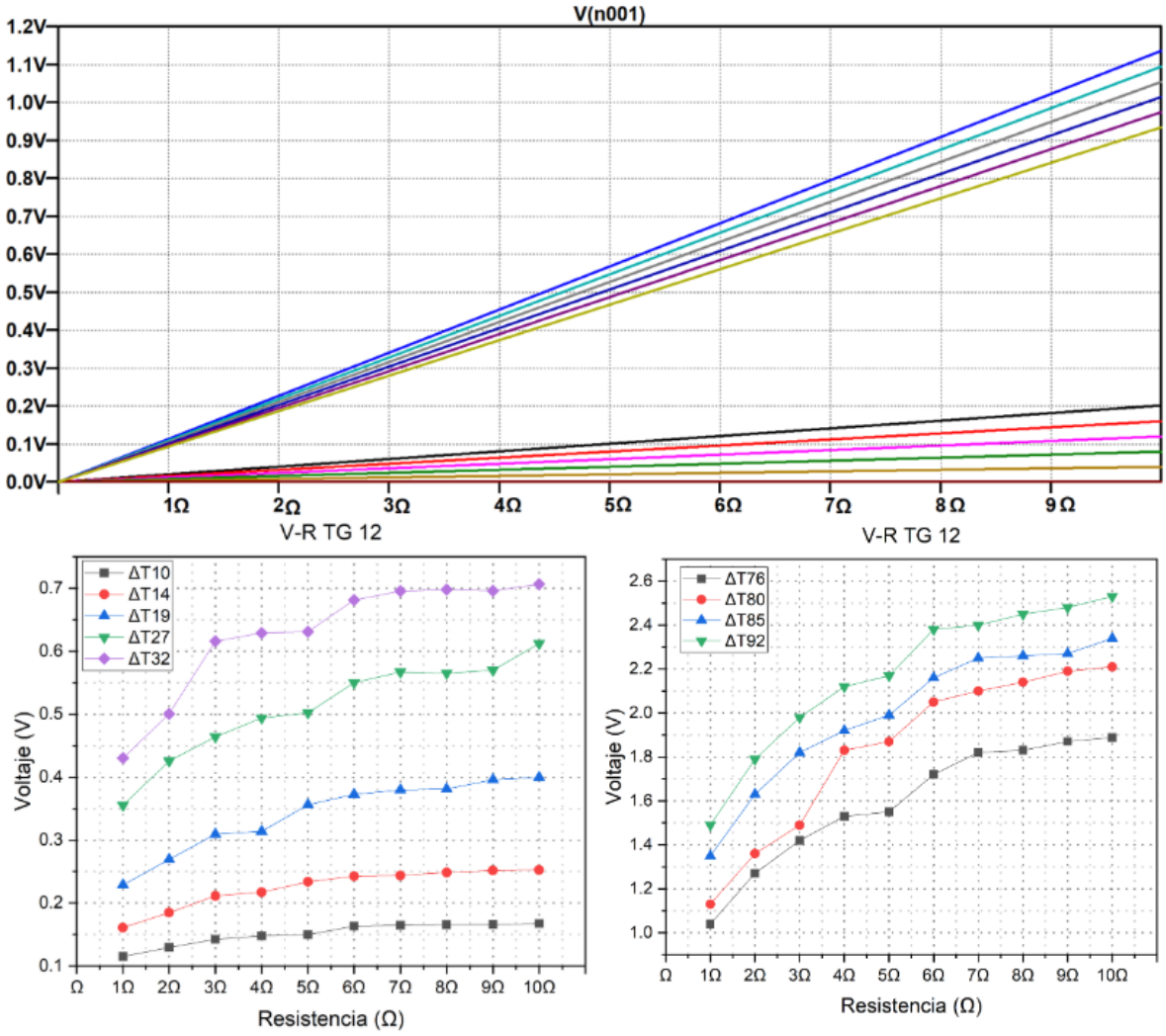


Figura 42 voltaje-Resistencia del TEG TG 12-4 simulada (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der)

Es importante resaltar que, con la ΔT más baja y la resistencia de carga mínima (10 °C), este TEG brinda un voltaje de 100 mV, mientras que con la ΔT más alta alcanza 1.2 V. También destaca que el voltaje aumenta conforme se incrementa la resistencia de carga; en su máximo valor, con la ΔT máxima y una resistencia de 10 Ω, el TEG entrega 2.7 V.

La figura 43 presenta las gráficas simuladas y experimentales de corriente de carga versus resistencia del TEG TG 12-4. En la parte superior se muestra la gráfica obtenida de la simulación, mientras que las dos gráficas de la parte inferior corresponden a los datos

experimentales: la gráfica izquierda muestra los resultados con las ΔT más altas y la derecha con las ΔT más bajas.

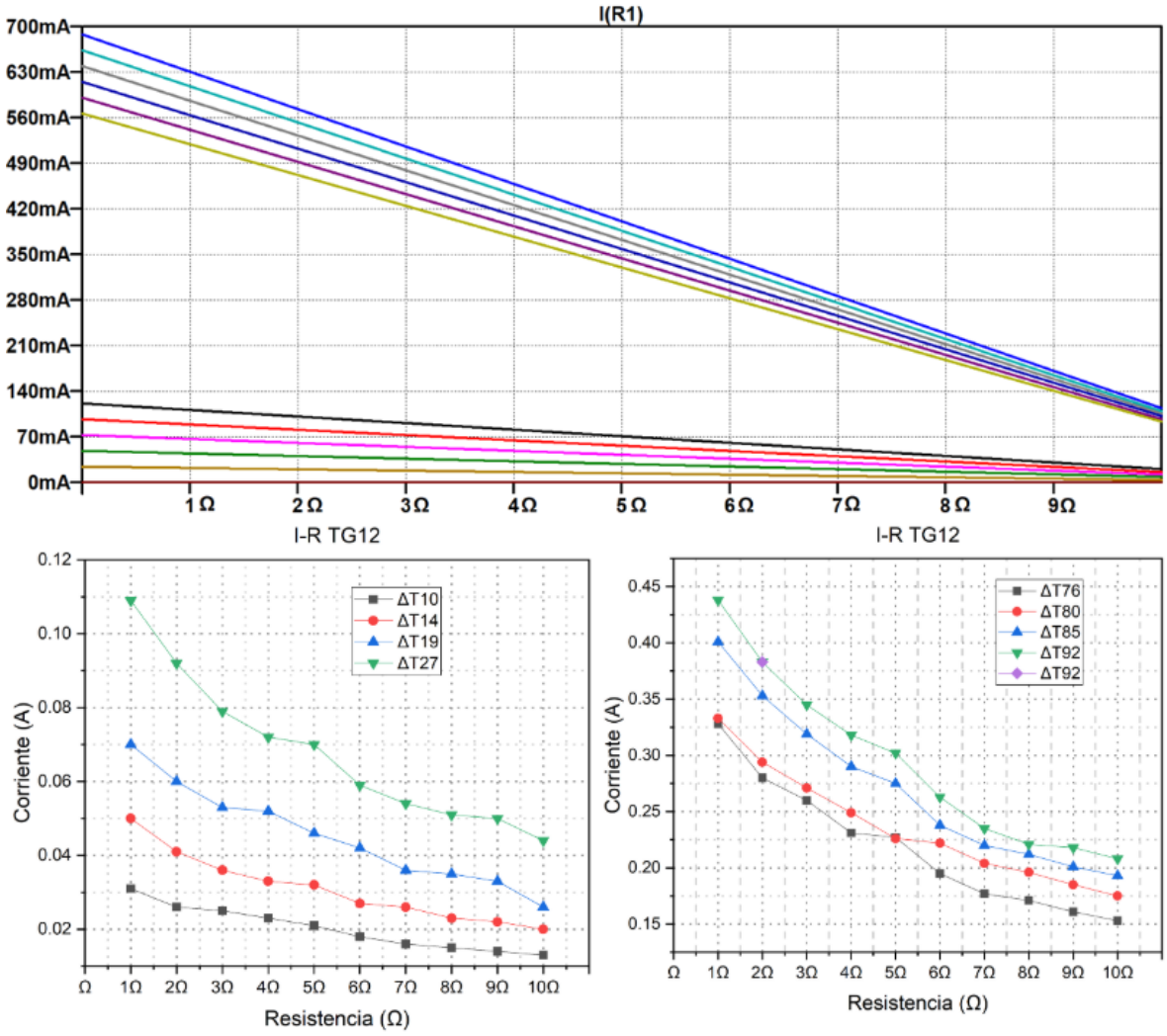


Figura 43 Corriente-Resistencia del TEG TG 12-4 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT mínimos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der)

Al comparar estas gráficas, se observa que los datos de la simulación y los datos de la caracterización solo coinciden en los valores inferiores, mientras que en los valores más grandes los datos experimentales sobrepasan a la simulación. Por el contrario, en las gráficas de voltaje vs resistencia se aprecia que el comportamiento difiere. Como es de esperar por la ley de Ohm, la corriente decrece al aumentar la resistencia de carga; sin embargo, al analizar la curva de la corriente se puede notar que, en ciertos valores de R, la tasa de decrecimiento se suaviza y posteriormente cae abruptamente.

Cuantitativamente, con la ΔT más baja (10 °C), la corriente tiende a 30 mA, mientras que con la ΔT máxima (92 °C) alcanza 440 mA. Estos datos, junto con los obtenidos del voltaje en circuito cerrado, indican que el TEG TG 12-4 tiene la capacidad de generar la energía suficiente para alimentar un dispositivo de baja potencia.

La figura 44 presenta la forma de onda de la potencia vs resistencia de carga como resultado de la simulación. La gráfica se divide en dos partes: la superior muestra los valores de potencia con las ΔT más bajas, y la inferior, los valores de potencia con las ΔT máximas. Analizando ambos gráficos, se observa que, después de la quinta medición, existe un salto abrupto en el nivel de potencia, ya que la siguiente muestra crece varias decenas de miliwatts. También se aprecia que el punto de máxima potencia se presenta entre las resistencias cinco y siete.

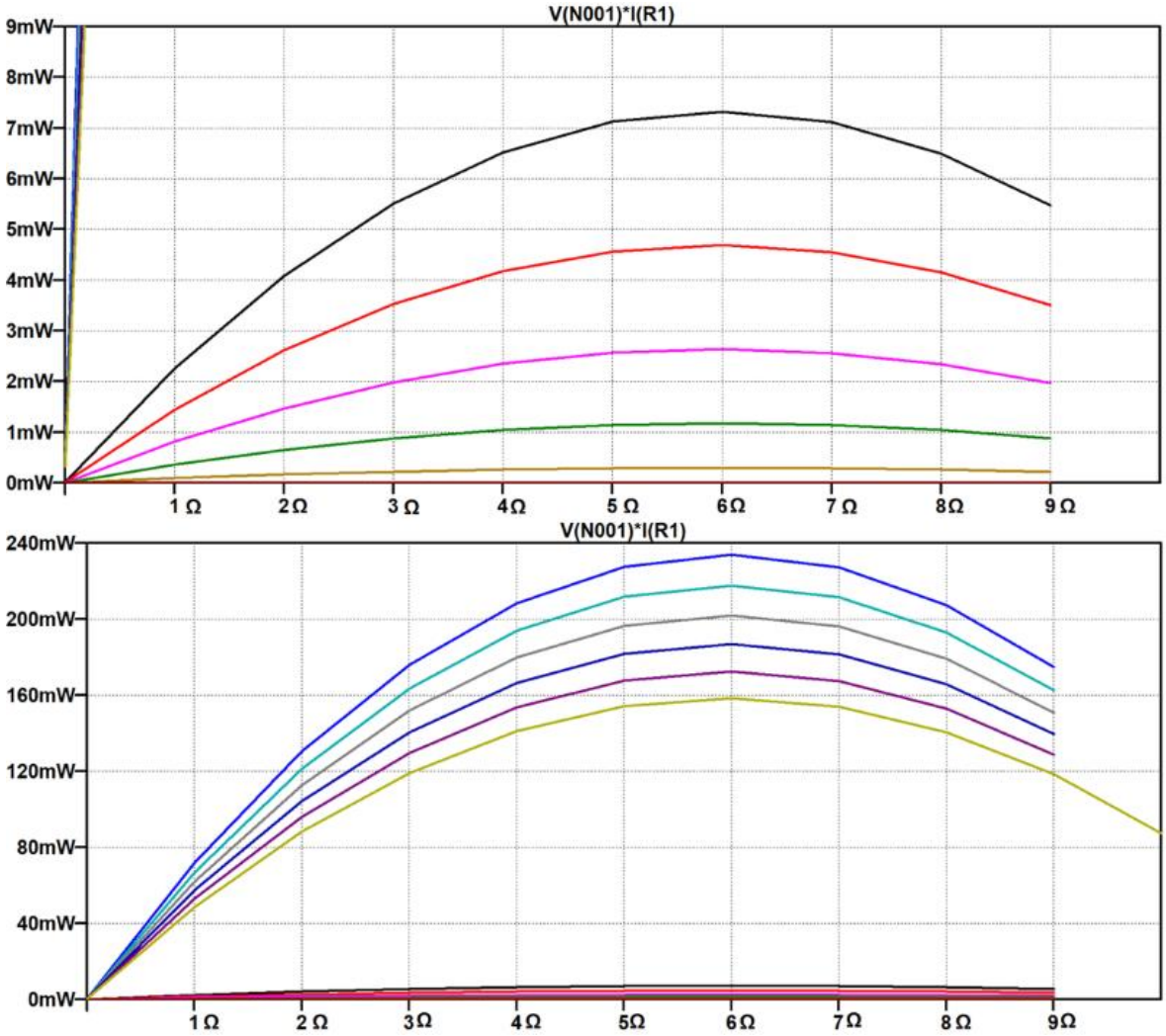


Figura 44 Potencia vs resistencia del TEG TG 12-4 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo

La figura 45 muestra los gráficos de potencia vs resistencia obtenidos de las muestras de la caracterización experimental. El gráfico de la izquierda representa la potencia de salida con las ΔT mínimas, mientras que el gráfico de la derecha muestra la potencia de salida con las ΔT máximas.

Se puede observar que la potencia obtenida en la experimentación es varias centenas de miliwatts [mW] mayor que la obtenida en la simulación. Asimismo, se aprecia que el punto de máxima potencia se desplaza hacia la izquierda, quedando entre las resistencias de 2

Ω a 4 Ω. Es importante mencionar que el valor mínimo de potencia está en el orden de los microwatts. Al igual que en la simulación, existe un salto repentino en el nivel de potencia de salida; sin embargo, en este caso, se presenta a partir de la tercera medición. También se puede señalar que, en un intervalo de 1 Ω a 10 Ω, el valor inicial de la potencia es mayor que el valor final de la potencia.

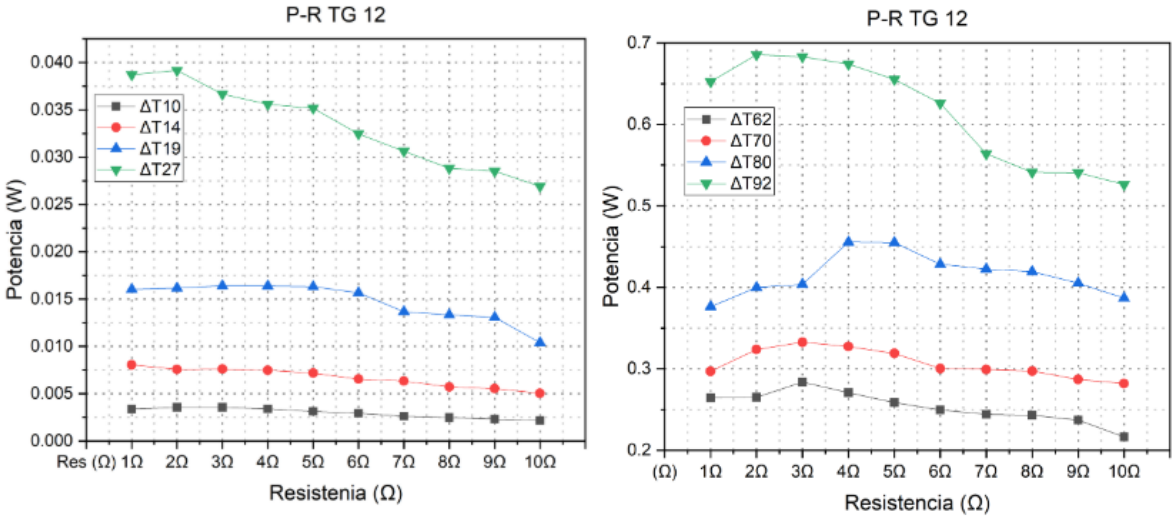


Figura 45 Potencia vs resistencia experimental del TEG TG 12-4 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental del TEG TG 12-4 con los ΔT máximos (derecha)

La figura 46 presenta la relación entre potencia de salida vs voltaje en circuito cerrado. La gráfica de la izquierda muestra los resultados con las ΔT mínimas, mientras que la gráfica de la derecha muestra los resultados con las ΔT máximas. Se observa que la onda de la potencia tiende a crecer hasta alcanzar un punto máximo que no coincide con el voltaje máximo y, posteriormente, comienza a decrecer. También se observa que este punto máximo de potencia no es el mismo en cada curva graficada, pues se desplaza hacia la izquierda dependiendo del ΔT.

Este ritmo de crecimiento es tal que da la apariencia de que la onda “apunta hacia la izquierda”, ya que después del foco la curva comienza a decrecer con un ritmo mayor que al inicio de la misma. Además, si se analiza detenidamente, se aprecia que el punto de máxima potencia supera la barrera de las unidades de miliwatts a partir de la sexta gráfica, y a partir de esa medición la potencia comienza a crecer, abriendo el panorama para alimentar más dispositivos de baja potencia.

La gráfica de potencia versus corriente se muestra en la figura 47. En el lado izquierdo se presentan los resultados con las ΔT mínimas, y en el lado derecho los resultados con las ΔT máximas. Conforme aumenta la corriente, también lo hace la potencia de salida hasta alcanzar un punto máximo, después del cual comienza a descender. Este punto máximo de potencia es el foco de la curva y se desplaza hacia la derecha, dando la ilusión de que la curva “apunta hacia la derecha”.

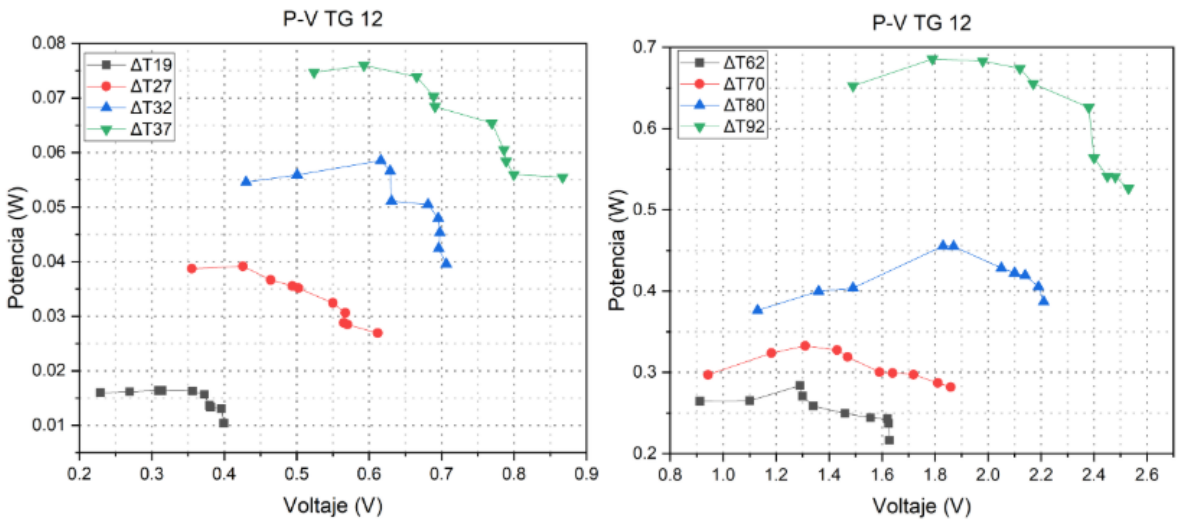


Figura 46 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

Si se colocan lado a lado las figuras 46 y 47, se observa que las curvas "se apuntan" entre sí. Esto es totalmente predecible, ya que al analizar la curva de voltaje vs resistencia se nota que el voltaje crece hacia la derecha, mientras que la gráfica de corriente vs resistencia crece hacia la izquierda. Por lo tanto, en el análisis de potencia, la curva crecerá más rápido dependiendo de hacia dónde se incremente el factor con el cual se grafica la potencia.

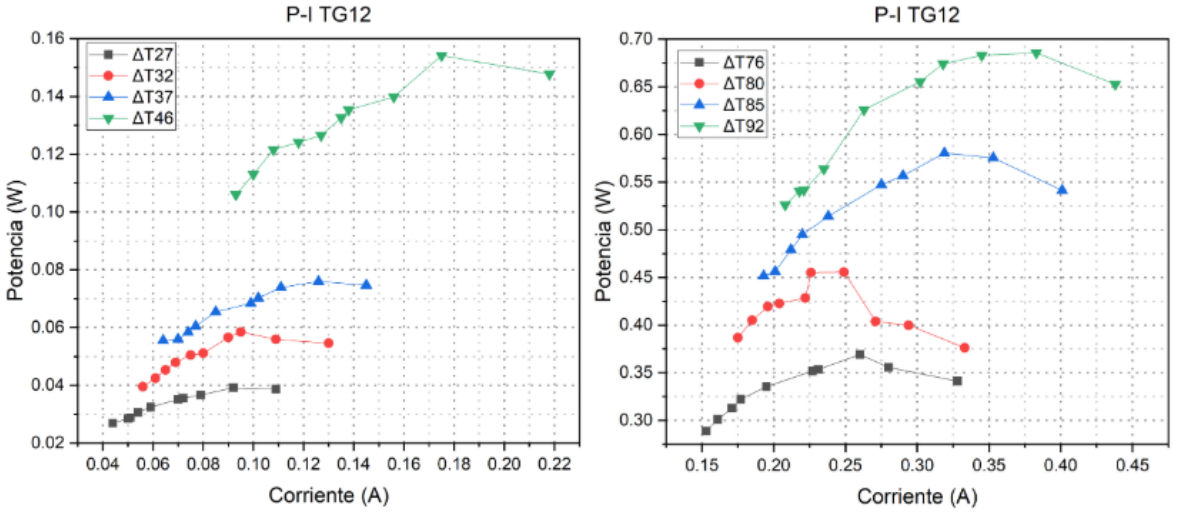


Figura 47 Gráfica de potencia vs corriente del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

La figura 48 compara la gráfica de voltaje en circuito cerrado contra resistencia del TEG SP1848, tanto simulada como experimental. En la parte superior se muestra la gráfica de la simulación del TEG utilizando los parámetros proporcionados por el fabricante y emulando una ΔT de 100 °C. Las dos gráficas inferiores corresponden a la caracterización experimental: la gráfica de la izquierda muestra los resultados con las ΔT más bajas, mientras que la de la derecha presenta los resultados con las ΔT más altas.

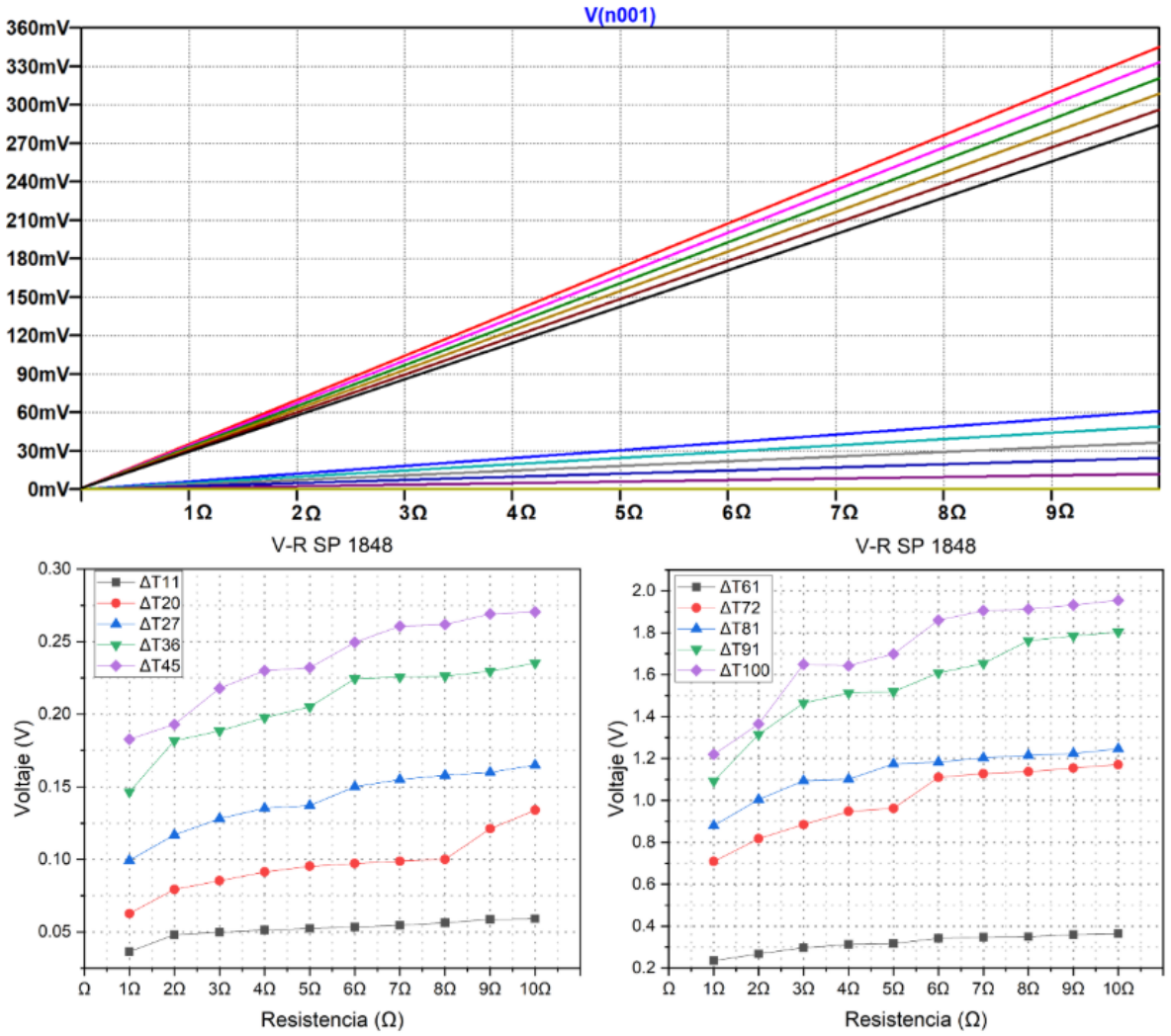


Figura 48 voltaje-Resistencia del TEG SP 1848 simulada (arriba), voltaje-resistencia con valores de ΔT menores (abajo izq), voltaje-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der)

Es importante resaltar que, con la ΔT más baja y la resistencia de carga mínima (11 °C), este TEG brinda un voltaje de 3 mV, y con la ΔT más grande alcanza 1.2 V. También destaca que el voltaje aumenta conforme crece la resistencia de carga; en su valor máximo, con la ΔT más alta y una resistencia de 10 Ω, el TEG entrega 1.9 V.

La figura 49 presenta las gráficas simuladas y experimentales de corriente de carga contra resistencia del TEG SP1848. En la parte superior se encuentra la gráfica obtenida de la simulación, mientras que las dos gráficas inferiores corresponden a los datos experimentales: la de la izquierda muestra los resultados con las ΔT más altas y la de la derecha los resultados con las ΔT más bajas.

.

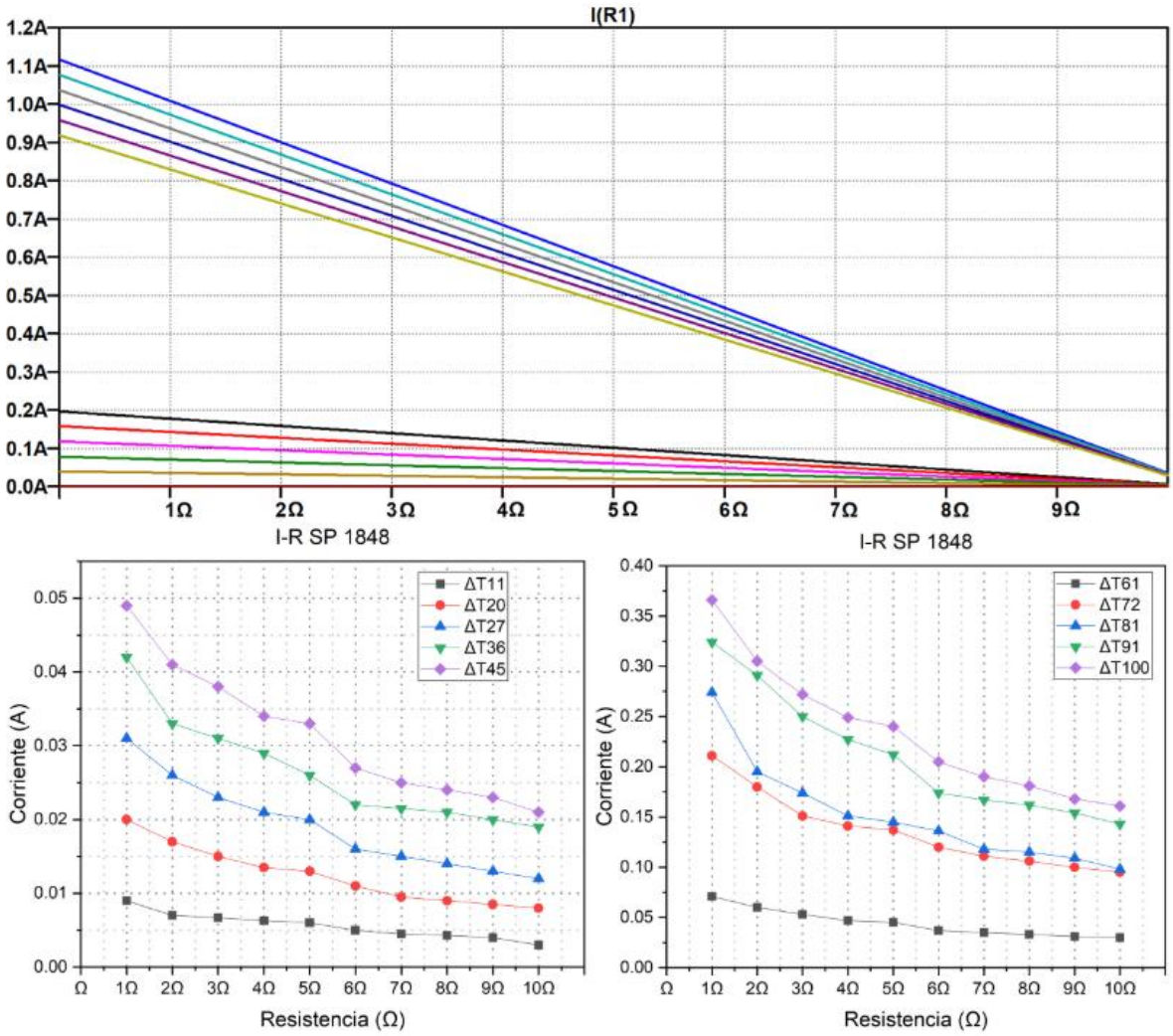


Figura 49 Corriente-Resistencia del TEG SP 1848 simulada (arriba), corriente-resistencia con valores de ΔT mínimos (abajo izq),corriente-resistencia con valores de ΔT máximos (abajo der)

Al comparar estas gráficas, se observa que los datos de la simulación y los datos de la caracterización solo coinciden en los valores inferiores; en los valores más altos, los datos experimentales sobrepasan a la simulación, caso contrario de las gráficas de voltaje vs resistencia. Como es de esperar por la ley de Ohm, la corriente decrece al aumentar la resistencia de carga; sin embargo, al analizar la curva de la corriente se puede observar que, en ciertos valores de R, la tasa de decrecimiento de la corriente se suaviza y posteriormente cae en picada.

Cuantitativamente, en su ΔT más bajo (11 °C) la corriente tiende a 9 mA, y en el valor máximo del ΔT (100 °C) la corriente tiende a 37.5 mA. Estos datos, en conjunto con los obtenidos del voltaje en circuito cerrado, indican que el TEG SP 1848 no tiene la capacidad de generar la energía suficiente para alimentar un dispositivo de baja potencia por sí solo.

La figura 50 introduce la forma de onda de la potencia vs resistencia de carga como resultado de la simulación. La gráfica se divide en dos partes: la superior representa los valores de potencia con las ΔT más bajas, y la inferior los valores de potencia con las ΔT

máximas. Analizando ambos gráficos, se observa que después de la quinta medición existe un salto abrupto en el nivel de potencia, ya que la siguiente muestra crece varias decenas de miliwatts [mW]. También se aprecia que el punto de máxima potencia se presenta entre las resistencias de cuatro a seis.

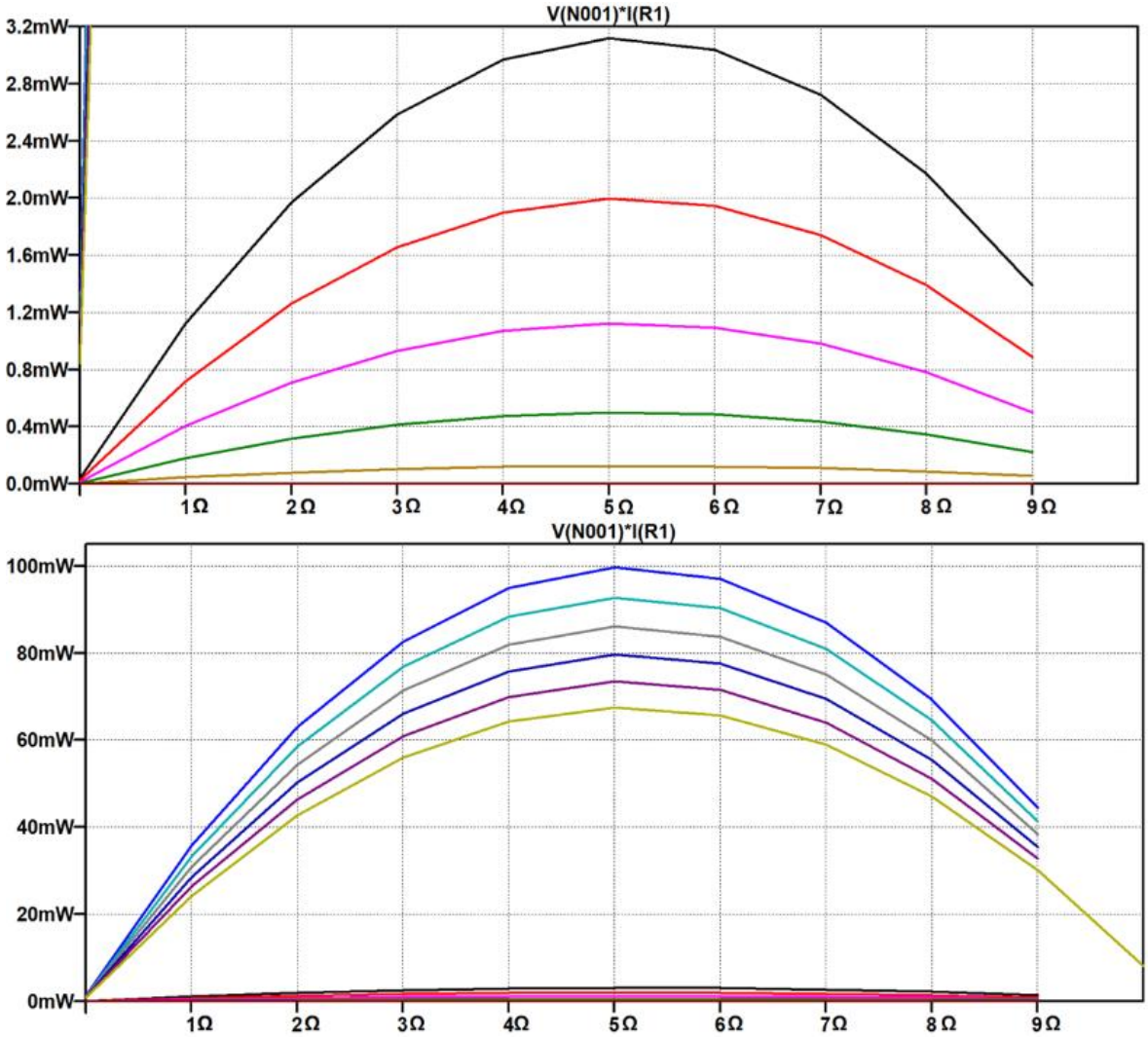


Figura 50 Potencia vs resistencia del TEG SP 1848 simulada valores de ΔT mínimos arriba, valores de ΔT máximos abajo

La figura 51 muestra los gráficos de potencia vs resistencia obtenidos a partir de las muestras de la caracterización experimental. El gráfico de la izquierda representa la potencia de salida con los ΔT mínimos, mientras que el gráfico de la derecha muestra la potencia de salida con los ΔT máximos.

Se puede observar que la potencia obtenida de la experimentación es varias centenas de mW mayor que la potencia obtenida en la simulación. De igual forma, se puede ver que el punto de máxima potencia se desplaza hacia la izquierda, quedando entre las resistencias de 2 Ω a 4 Ω. Es importante mencionar que el valor mínimo de potencia está en el orden de los μW. Al igual que en la simulación, existe un salto repentino en el nivel de potencia de salida, solo que en este caso se presenta a partir de la segunda medición. También se

puede señalar que, en un intervalo de 1 Ω a 10 Ω, el valor inicial de la potencia es mayor que el valor final de la misma.

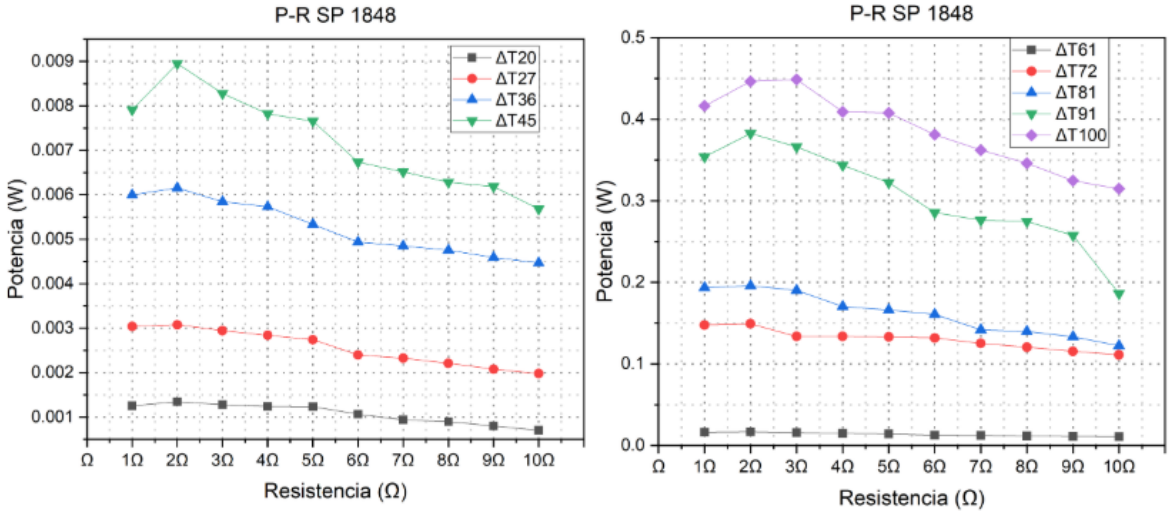


Figura 51 Potencia vs resistencia experimental del TEG SP 1848 con los ΔT mínimos (izquierda), Potencia vs resistencia experimental del TEG SP 1848 con los ΔT máximos (derecha)

La figura 52 presenta la relación entre potencia de salida vs voltaje en circuito cerrado. La gráfica de la izquierda muestra los resultados con los ΔT mínimos, mientras que la gráfica de la derecha muestra los resultados con los ΔT máximos. Se observa que la onda de potencia tiende a crecer hasta alcanzar un punto máximo, el cual no coincide con el voltaje máximo, y posteriormente comienza a decrecer. También se nota que este punto máximo de potencia no es el mismo en cada una de las curvas graficadas, ya que se desplaza hacia la izquierda dependiendo del ΔT.

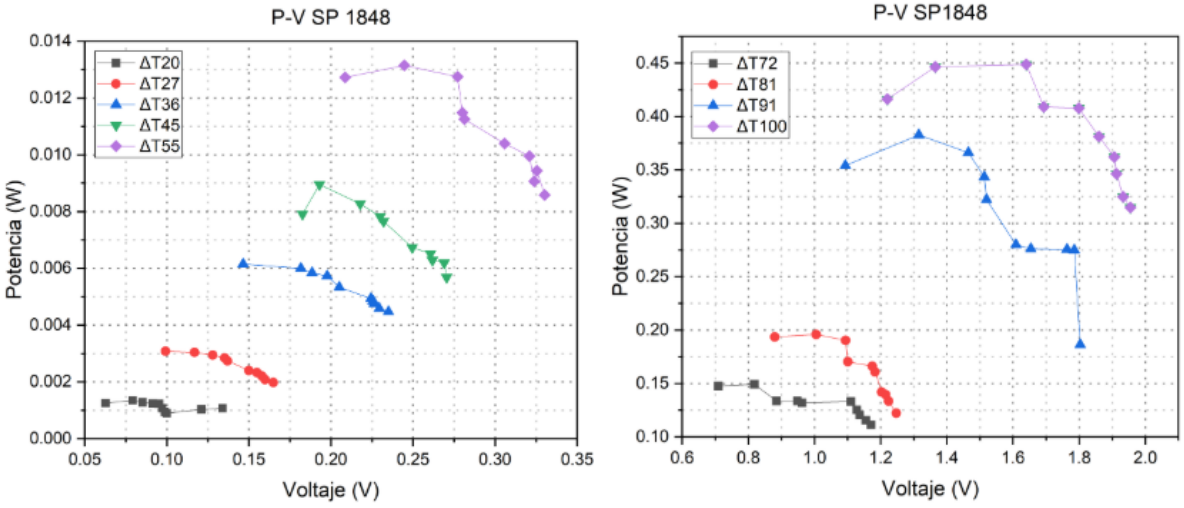


Figura 52 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG TG 12-4, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

Este ritmo de crecimiento es tal que da la apariencia de que la onda “apunta hacia la izquierda”, porque después del foco la curva comienza a decrecer con un ritmo mayor al

del inicio. Además, si se analiza detenidamente, se aprecia que el punto de máxima potencia supera la barrera de las unidades de mW a partir de la sexta gráfica, y a partir de esa medición la potencia empieza a crecer, abriendo el panorama para alimentar más dispositivos de baja potencia.

La gráfica de potencia vs corriente se muestra en la figura 53. En el lado izquierdo se presentan los resultados con los ΔT mínimos, y en el lado derecho se muestran los resultados con los ΔT máximos. Conforme va aumentando la corriente, también aumenta la potencia de salida hasta llegar a un punto máximo; posteriormente, esta comienza a descender. Este punto máximo de potencia es el foco de la curva y se va recorriendo hacia la derecha, dando la ilusión de que la curva "apunta hacia la derecha".

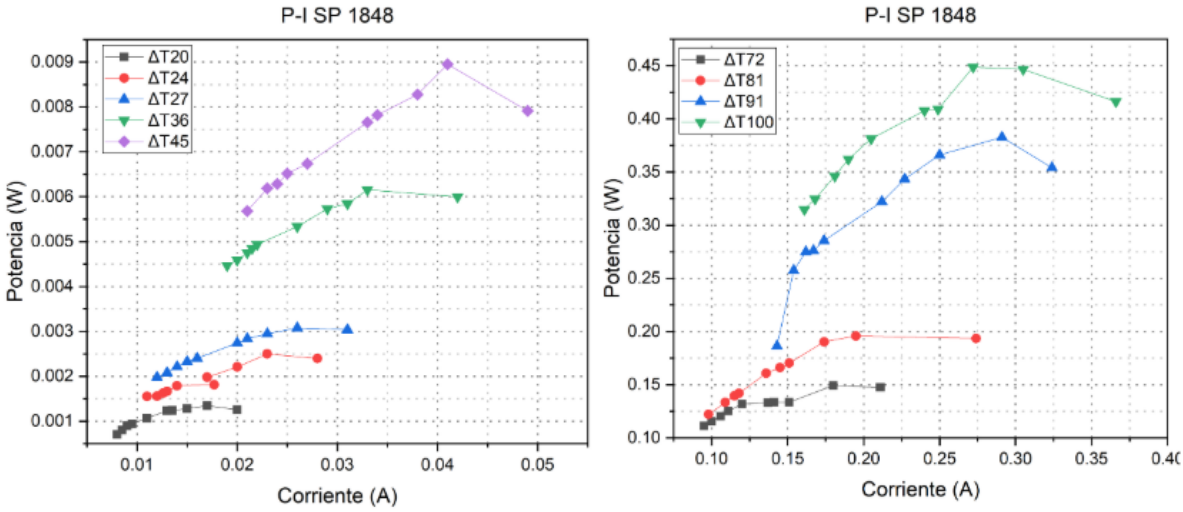


Figura 53 Gráfica de potencia vs voltaje del TEG SP 1848, en la izquierda se presentan curvas con ΔT mínimos y en la derecha se presentan curvas con ΔT máximos

Si se colocan lado a lado las figuras 52 y 53, se observa que las curvas "se apuntan" entre sí; esto es totalmente predecible, pues al analizar la curva de voltaje vs resistencia se observa que el voltaje crece hacia la derecha, mientras que la gráfica de corriente vs resistencia crece hacia la izquierda. Por lo tanto, en el análisis de la potencia, su curva va a crecer más rápido dependiendo de hacia dónde crezca el factor contra el cual se grafique la potencia.

Las tablas 12, 13 y 14 muestran los valores máximos de potencia que se presentan en cada una de las ΔT medidas, haciendo énfasis en la resistencia de carga donde se presentó el punto máximo de cada uno de los TEG evaluados.

ΔT	11	20	24	27	36	45	48	55	61	63	72	77	81	91
P[W]	0.0003	0.0013	0.002	0.003	0.006	0.009	0.013	0.013	0.016	0.12	0.15	0.18	0.195	0.33
R [Ω]	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2

Tabla 12 Valores máximos de potencia TEG SP 1848.

ΔT	10	14	19	27	32	37	46	47	52	62	66	70	76	80
P[W]	*0.0035*	*0.0075*	*0.0165*	*0.039*	*0.058*	*0.077*	*0.155*	*0.165*	*0.209*	*0.285*	*0.315*	*0.33*	*0.3*	*0.4*
R [Ω]	*3*	*3*	*3*	*2*	*3*	*2*	*2*	*3*	*4*	*3*	*2*	*3*	*3*	*4*

Tabla 13 Valores máximos de potencia TEG TG 12-4

ΔT	6	10	13	22	27	32	42	46	51	57	59	60	71	74
P[W]	0.0039	0.0048	0.009	0.0275	0.035	0.0575	0.058	0.066	0.085	0.11	0.12	0.195	0.29	0.35
R [Ω]	1	1	4	5	2	5	4	5	6	7	7	2	4	3

Tabla 14 Valores máximos de potencia TEG TGM 287

4.2 Circuito acondicionador

Para caracterizar el circuito acondicionador, primero se simuló en el software *LTspice*. Se identificó el voltaje necesario para excitar el circuito; también se analizaron el voltaje, la corriente y la frecuencia del voltaje de salida, así como los cambios en la señal de salida al variar el valor del voltaje y la frecuencia de entrada.

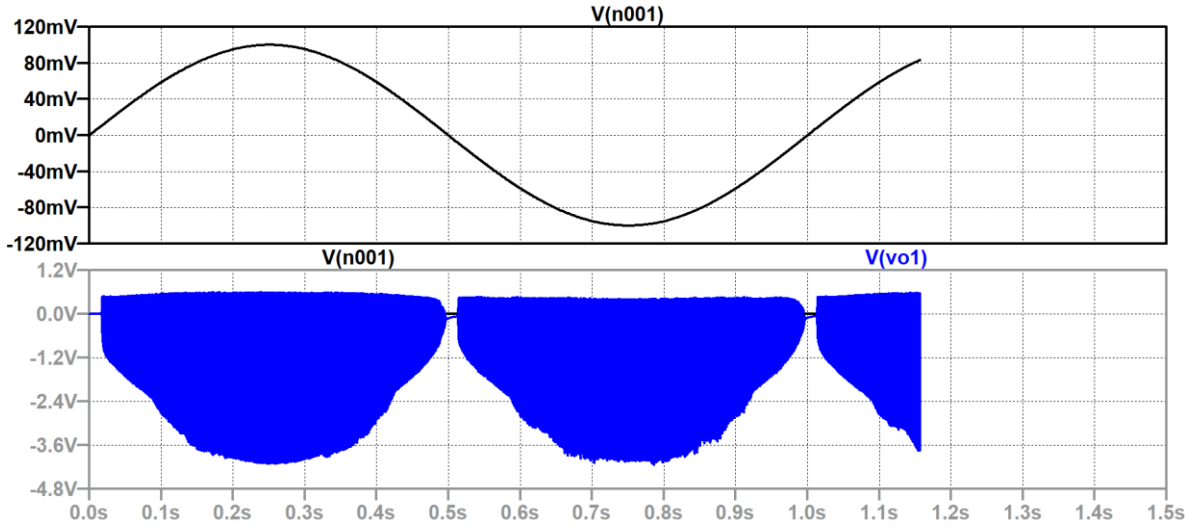


Figura 54 señal de entrada senoidal (arriba), señal de salida (abajo)

La figura 54 muestra, en la parte superior, la señal de entrada con un valor de 100 mVpp a una frecuencia de 1 Hz. En la parte inferior se observa la señal de salida, que presenta una oscilación en su mayoría negativa, sobrepasando los -3.6 V, mientras que en el lado positivo alcanza los 0.6 V; comparando la salida con la entrada, se obtiene una ganancia mayor a 40. La figura 55 muestra las dos señales de salida que presenta el circuito: la señal superior, V_{02}, es ligeramente menor que la otra señal, pero mantiene la misma frecuencia, aunque con un desfase menor a 90°.

Terminada la simulación del circuito, se procedió a armarlo y caracterizarlo. Debido a que en el experimento se manejan bajos voltajes, el circuito se armó sobre una placa fenólica para minimizar las capacitancias parásitas. Con ayuda de un medidor *LCR* se agruparon bloques de inductores para obtener las inductancias necesarias. La figura 56 muestra el circuito ya armado.

En el proceso de caracterización se utilizó un osciloscopio *Tektronix*, un generador de funciones *Tektronix* y un multímetro *Keithley*. Con el generador de funciones se aplicó el voltaje de entrada en un intervalo de 10 mVpp hasta 3.3 V; se experimentó tanto con un voltaje de entrada sinusoidal como de onda cuadrada, emulando la señal que el TEG proporcionará. Con el osciloscopio se visualizó el voltaje de salida y, finalmente, con el multímetro se midieron el voltaje y la corriente en sus terminales de salida.

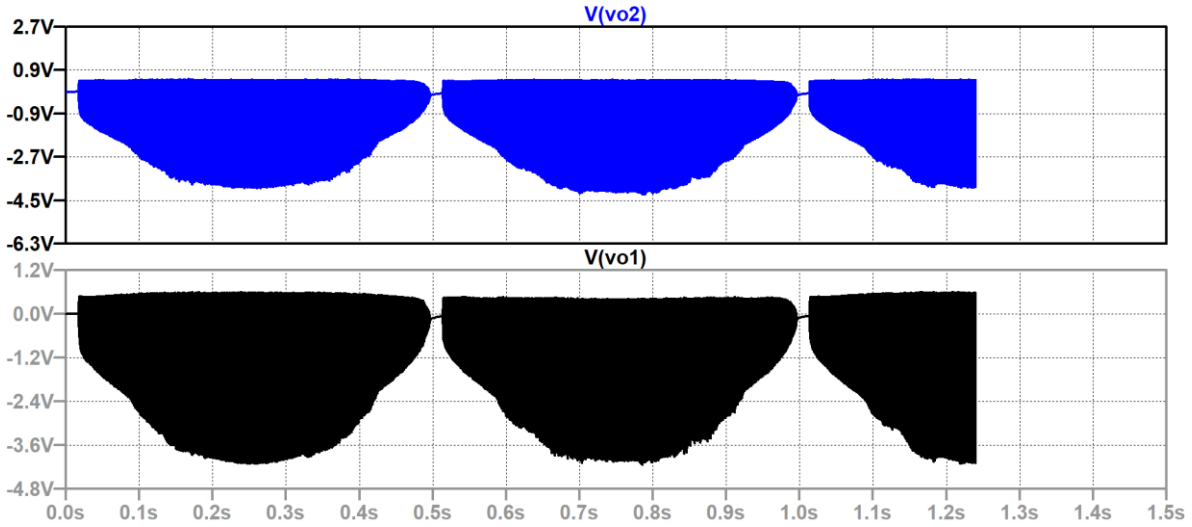


Figura 55 ambas señales de salida del circuito propuesto, la señal V_{01} (abajo), señal $V0_2$ (arriba)

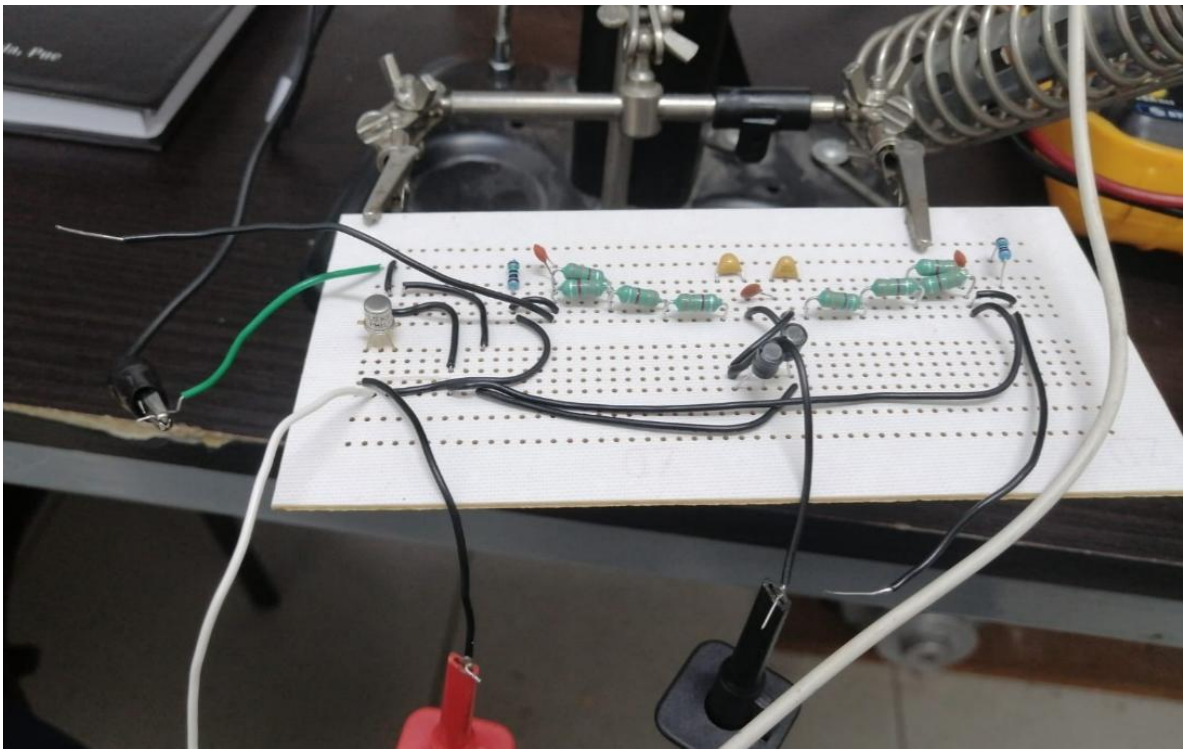


Figura 56 Circuito propuesto ensamblado en una placa fenólica

Se observó que el voltaje mínimo para que el circuito empiece a oscilar fue de 90 mV. Las figuras 57 y 58 muestran el voltaje de salida cuando el circuito se somete a un voltaje de entrada de 100 mV con una frecuencia de 0.5 Hz. Este voltaje de entrada fue una señal sinusoidal. La figura 57 presenta la oscilación del voltaje de salida; al igual que en la simulación, se observa que oscila más hacia el lado negativo. En la figura 58 se muestra un zoom de la señal de salida, de esta manera se puede apreciar la amplitud alcanzada, resaltando que se presenta un voltaje de salida de 1.44 V. Tomando en cuenta que a la entrada se tiene un voltaje de 100 mV, se obtiene una ganancia de 14 en AC.

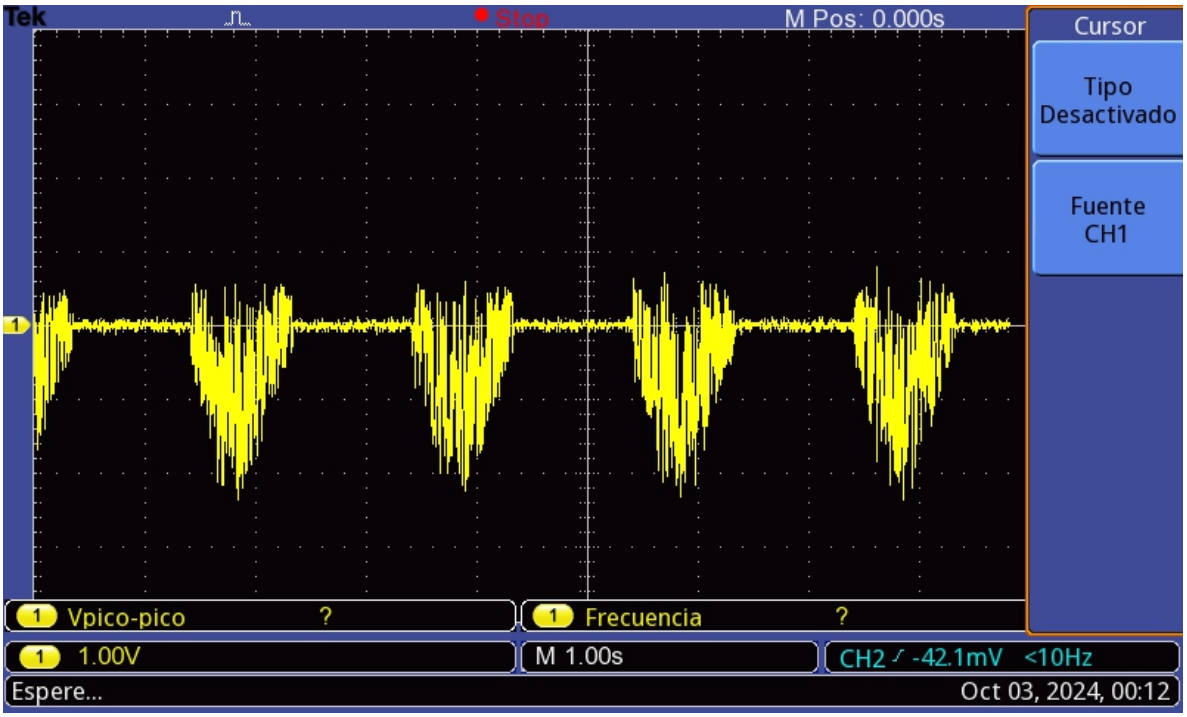


Figura 57 oscilación que se da en el voltaje de salida del circuito propuesto

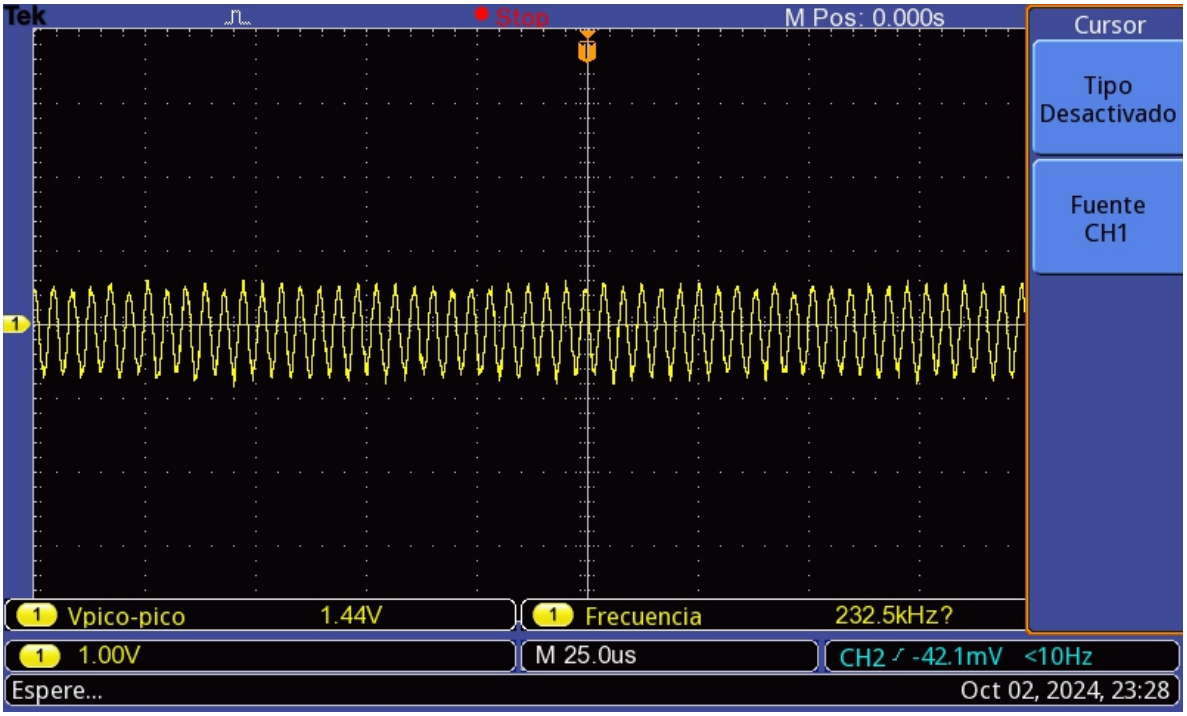


Figura 58 Zoom del voltaje de salida ante un voltaje de entrada sinusoidal de 100 mV

Las figuras 59 y 60 muestran el voltaje de salida cuando el circuito se somete a un voltaje de entrada de 100 mV con una frecuencia de 0.5 Hz. Este voltaje de entrada fue una señal cuadrada que emula el voltaje entregado por un TEG. La figura 59 presenta la oscilación del voltaje de salida; a diferencia del voltaje de salida anterior, este voltaje es más simétrico,

pues no está tan cargado hacia el lado negativo del plano. En la figura 60 se muestra un zoom de la señal de salida; de esta manera, se puede apreciar la amplitud alcanzada, resaltando que se presenta un voltaje de salida de 1.32 V. Tomando en cuenta que a la entrada se tiene un voltaje de 100 mV, se obtiene una ganancia de 13 en AC.

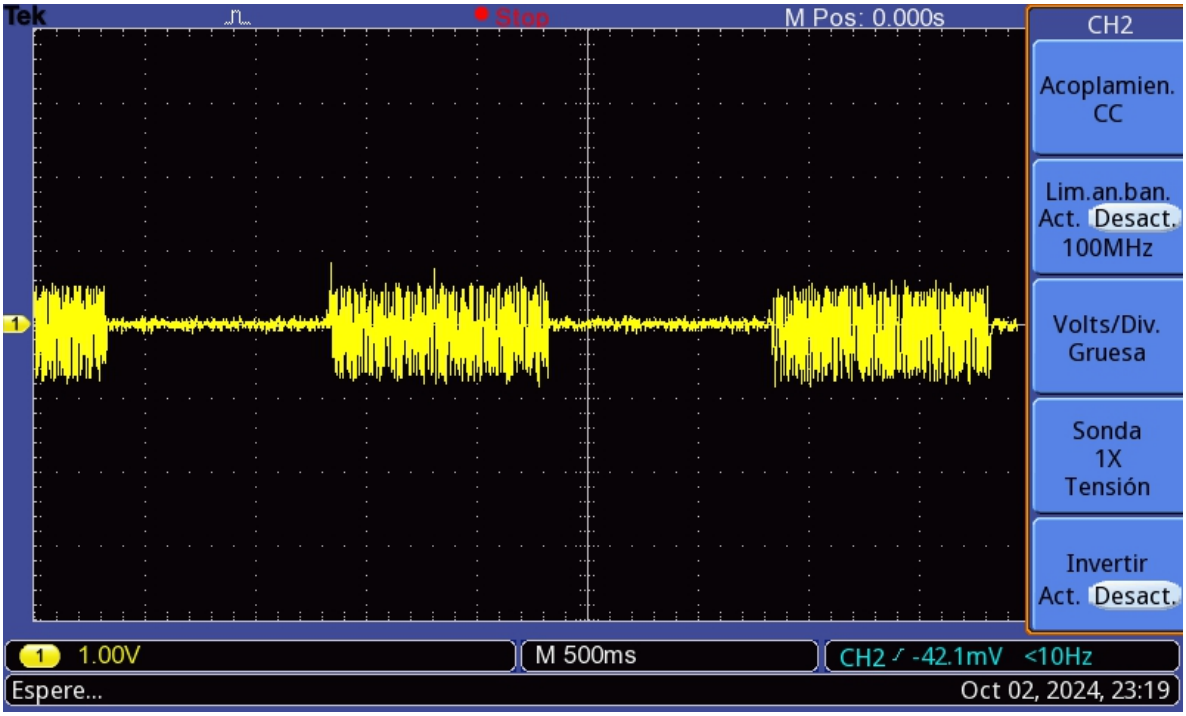


Figura 59 Voltaje de salida con una señal de entrada cuadrada de 100 mV

La tabla 15 muestra los valores de la corriente en las terminales de los dos transistores s1 y s2, las mediciones se realizaron con un voltaje de entrada de 500 mV y de 100 mV sinusoidal y de onda cuadrada las mediciones se realizaron con el multímetro Keithley.

Transistor	500 mV AC	500 mV DC	100 mV AC	100 mV DC
S1	0.167 - 0.328	0.1634 - 0.3287	0.209 - 0.320	0.2123 - 0.3287
S2	0.270 - 0.328	0.188 - 0.3287	0.261 - 0.320	0.277 - 0.3287

Tabla 15 Valores de la corriente en las terminales de los transistores con voltajes de entrada sinusoidales y en forma cuadrada

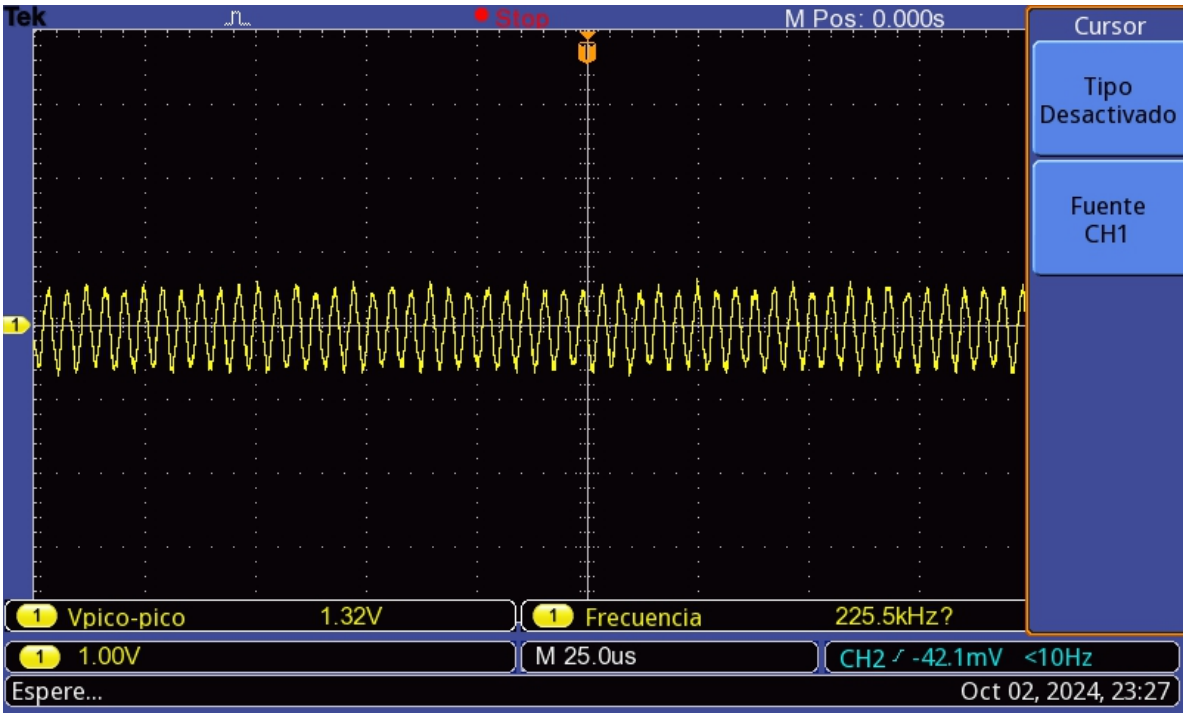


Figura 60 Zoom del voltaje de salida ante un voltaje de entrada cuadrado de 100 mV

Este circuito oscilador brinda la ventaja de amplificar voltajes bajos y alimentar de la misma fuente de alimentación que va a amplificar. El voltaje de salida es un voltaje sinusoidal (figura 60); sin embargo, es necesario obtener un voltaje en DC. En este caso, se seleccionó un método para rectificar esta onda: se propuso un rectificador de onda completa con cuatro diodos, una resistencia de carga y un capacitor de filtro. El circuito resultante se muestra en la figura 61. La desventaja de este método de rectificación es el voltaje que necesita el diodo para operar, lo que lleva a la necesidad de buscar un dispositivo que funcione con bajo voltaje.

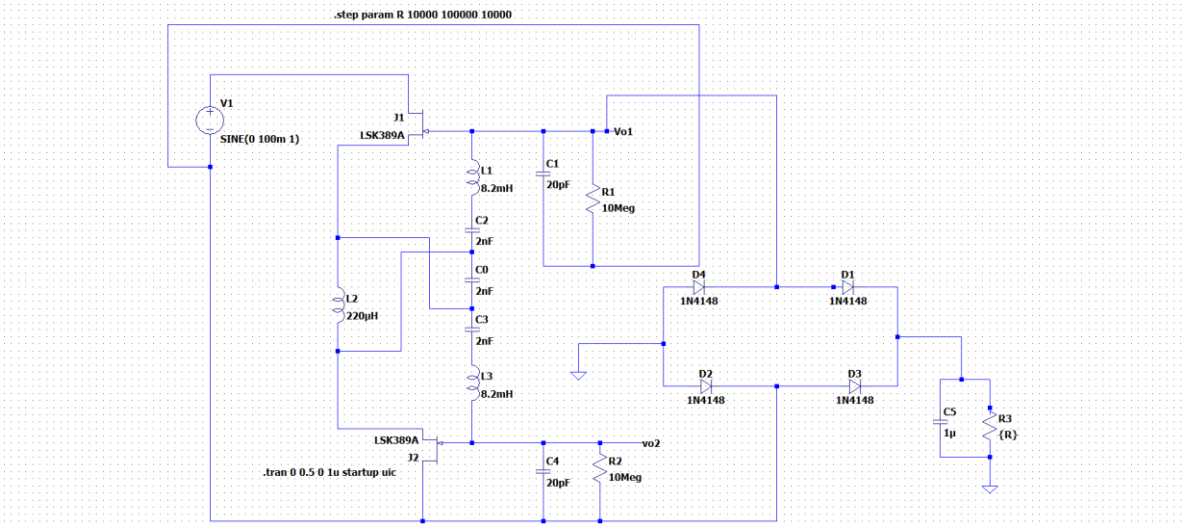


Figura 61 Circuito propuesto con rectificador de onda completa a su salida

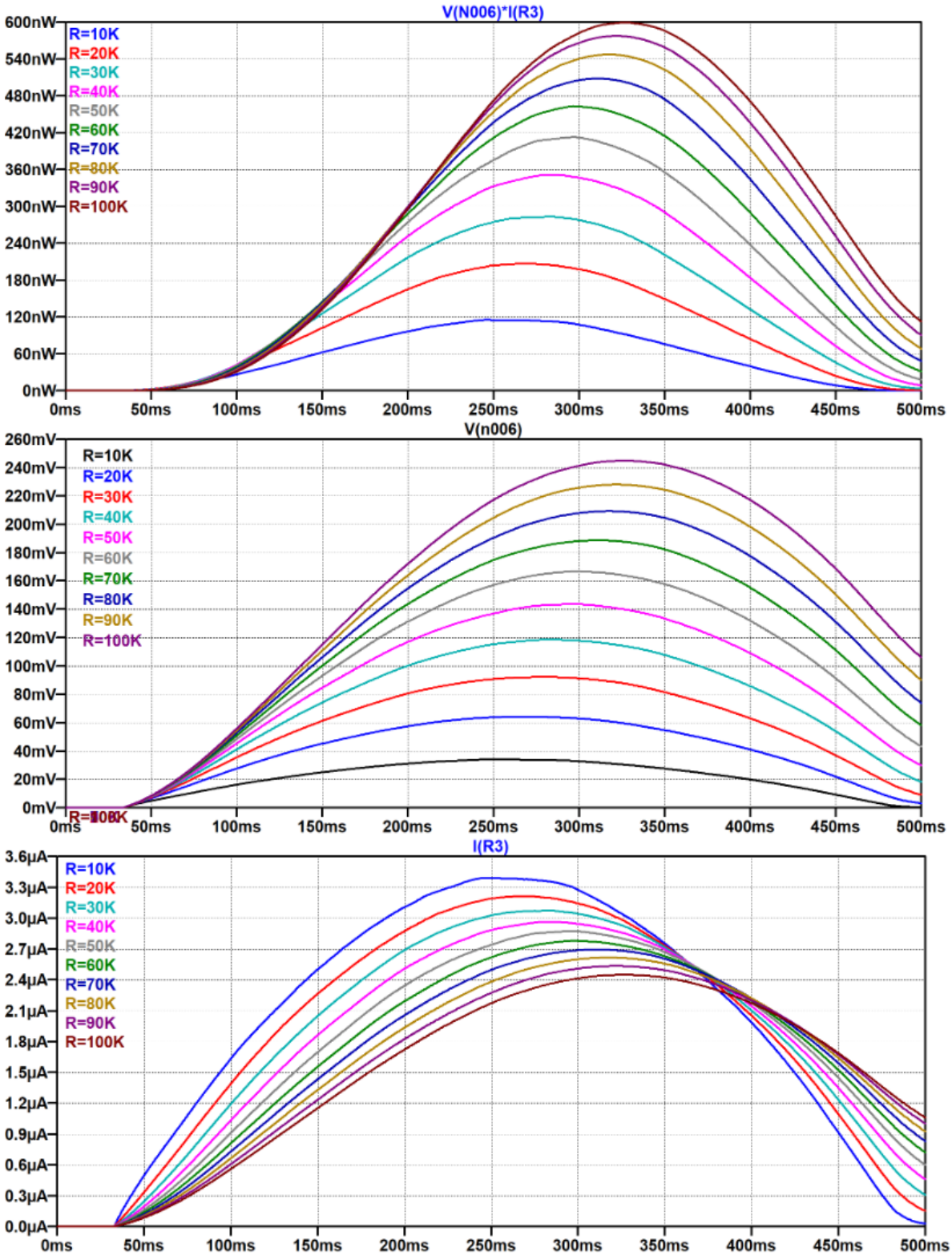


Figura 62 análisis de la señal rectificada de la potencia de salida arriba, voltaje de salida en medio y corriente en la resistencia de carga abajo

El voltaje y la potencia de salida se presentan en la figura 62. En ella se representa la respuesta de la potencia de salida, la corriente y el voltaje a través del tiempo, utilizando una resistencia de carga que varía de 10 kΩ hasta 100 kΩ. En la parte superior se observa la potencia de carga, haciendo énfasis en los puntos de máxima potencia, los cuales varían desde 114 nW hasta 599 nW, dependiendo de la resistencia de carga.

El punto de máxima potencia se desplaza hacia la izquierda conforme la resistencia de carga aumenta. En la parte central se encuentra la gráfica del voltaje de salida; este va aumentando conforme la resistencia de carga crece, empezando en 35 mV con la resistencia mínima y alcanzando 245 mV con la resistencia máxima. Finalmente, en la parte inferior se muestra la gráfica de la corriente, en donde se observa que, entre mayor sea la resistencia, menor es la corriente.

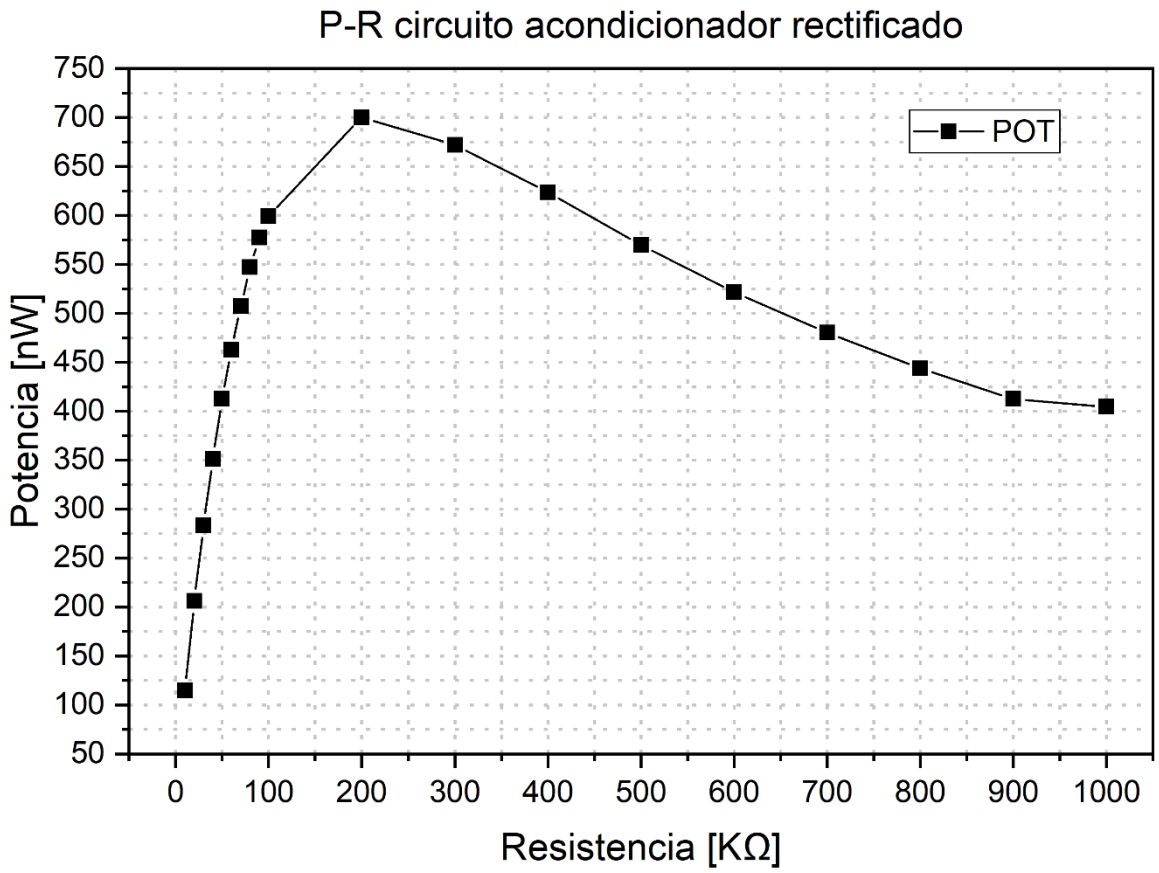


Figura 63 Potencia de salida vs resistencia de carga del voltaje de salida ya rectificado

Al analizar los puntos máximos de voltaje, se observa que este decae después de la etapa de rectificación. Esto ocurre principalmente porque los diodos requieren un voltaje de operación de aproximadamente 0.7 V; dado que se está trabajando con bajo voltaje, es importante encontrar un método de rectificación o un dispositivo que necesite un voltaje menor para operar.

La figura 63 presenta un gráfico del punto máximo de potencia con respecto a la resistencia de carga colocada al final del circuito. Se identifica que una resistencia de 200 kΩ otorga un valor de 700 nW, siendo este el valor máximo de potencia.

4.3 Emulación del generador termoeléctrico (TEG)

Para facilitar la repetibilidad de las mediciones, el generador termoeléctrico fue emulado mediante una fuente de voltaje DC en serie con una resistencia equivalente a su resistencia interna del mismo TEG. Esta resistencia interna se puede determinar con la ecuación 49, donde $R_{\text{TEG}} = 5.8\,\Omega$, o con la ecuación 35, donde $R_{\text{TEG}} = 5.72\,\Omega$. La coincidencia de estos resultados, obtenidos mediante dos métodos diferentes (térmico y eléctrico), confirma la veracidad del resultado.

4.4 Evaluación del uso de un solo *mosfet* como interruptor

Al elegir la técnica de control de voltaje en circuito abierto (V_{oc}) fue necesario acondicionar el circuito de tal manera que se pudiera abrir para medir el voltaje tanto en circuito cerrado como en circuito abierto. La primera opción fue colocar un transistor *MOSFET* en modo interruptor, como se presenta en la figura 64. Este se simuló correctamente, pero al momento de la caracterización se observó que el uso de un único *MOSFET* como interruptor no permite el aislamiento completo del generador debido a la conducción del diodo cuerpo, provocando que el convertidor boost permanezca parcialmente energizado incluso en estado de apagado.

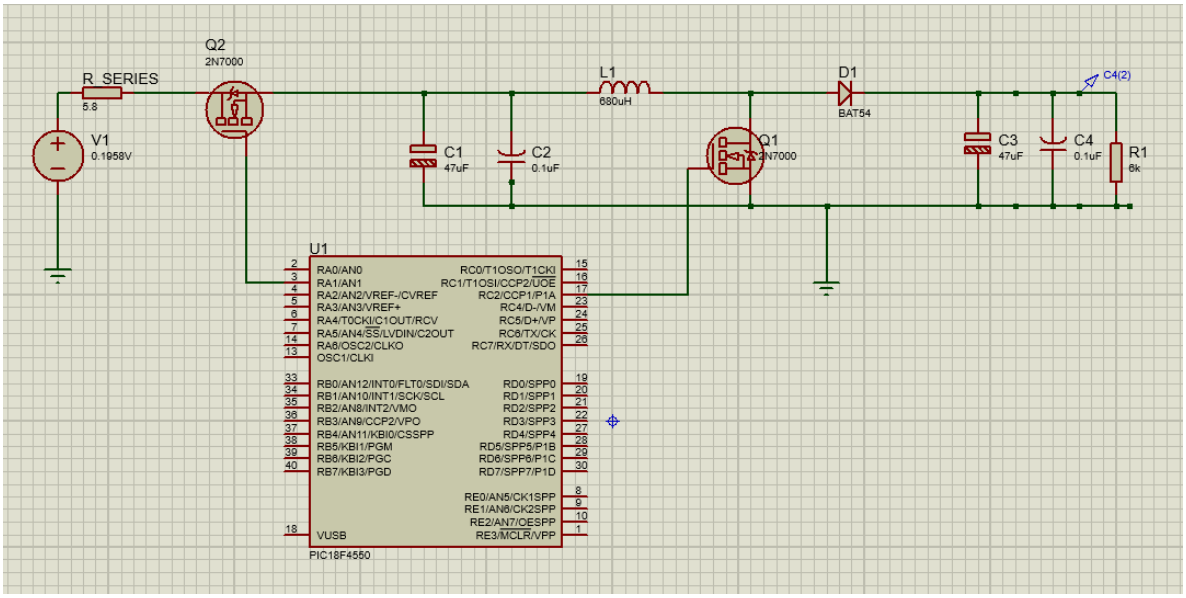


Figura 64 conexión con un solo transistor mosfet como interruptor

Como primera solución se optó por colocar un diodo entre D y S del *MOSFET*; sin embargo, al momento de usar este circuito como interruptor, no permitía el aislamiento total del TEG y del convertidor boost. Por lo tanto, esta configuración fue descartada para el sistema final debido a la imposibilidad de aislar completamente el TEG.

4.5 Configuración back to back para aislamiento del TEG

Se propone el uso de interruptores *MOSFET* discretos en configuración *back-to-back*, como se muestra en la figura 65, para la desconexión temporal del generador termoeléctrico y la medición de su voltaje en circuito abierto. Se observó que el uso de transistores 2N7000, controlados a 3.3 V, introduce una resistencia equivalente significativa, $R_{DS(on)}$; esta es representada por la siguiente ecuación 54.

$$R_{ds_{on}} = \frac{V_{oc} - V_B}{I_B} \qquad (70)$$

Donde $R_{ds_{on}}$ es la resistencia equivalente [Ω]m, V_{oc} es el voltaje en circuito abierto [V], V_B es el voltaje en el nodo B [V], I_B es la corriente en el nodo B [A]

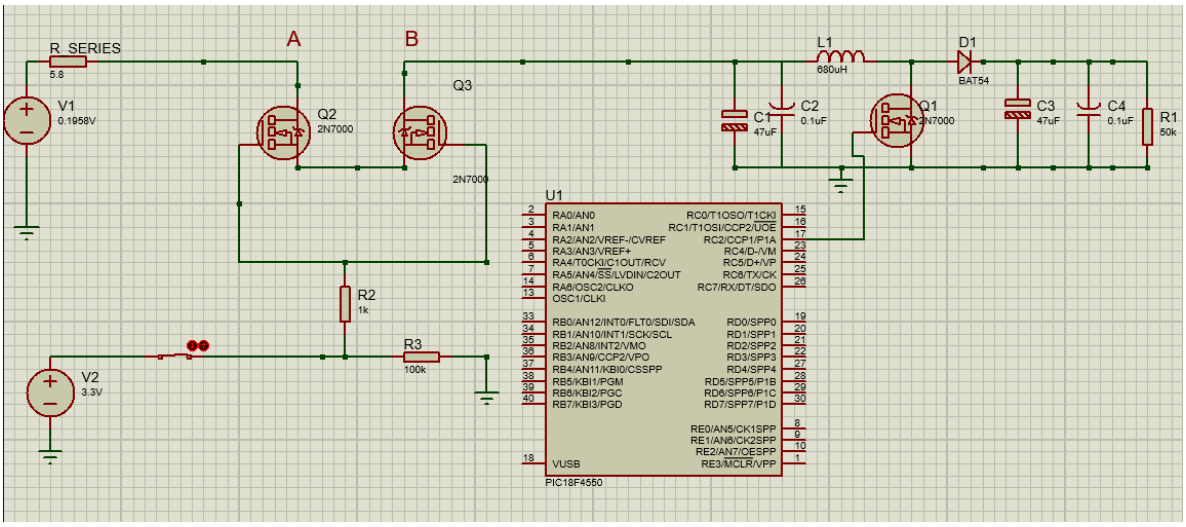


Figura 65 Implementación del interruptor tipo back to back

4.6 Paralelización de *mosfet´s* y efecto sobre la resistencia equivalente

La tabla 16 muestra los resultados de la simulación obtenidos al incrementar el número de *MOSFET* en configuración *back-to-back* conectados en paralelo. Como se presenta en la figura 66, en donde se aplica un voltaje de entrada de 0.1958 V, el cual emula al voltaje entregado por el TEG, disminuye una fracción en el nodo B; esta fracción varía dependiendo de la cantidad de *MOSFET* que se utilicen. Esto se atribuye a que la resistencia equivalente del interruptor disminuye usando la configuración *back-to-back* con parejas de *MOSFET* en paralelo, lo que trae una mejora en el voltaje de salida.

# MOSFET	V_B[V]	I_A[A]	R_{eq}[Ω]	V_{out}[V]
2	0.155	0.0031	13.2	4.53
3	0.161	0.0032	10.9	4.7
4	0.164	0.0033	9.63	4.86
5	0.166	0.0033	9.03	4.90
6	0.167	0.0033	8.80	4.95

Tabla 16 Valores obtenidos en simulación de conexión en configuración back to back

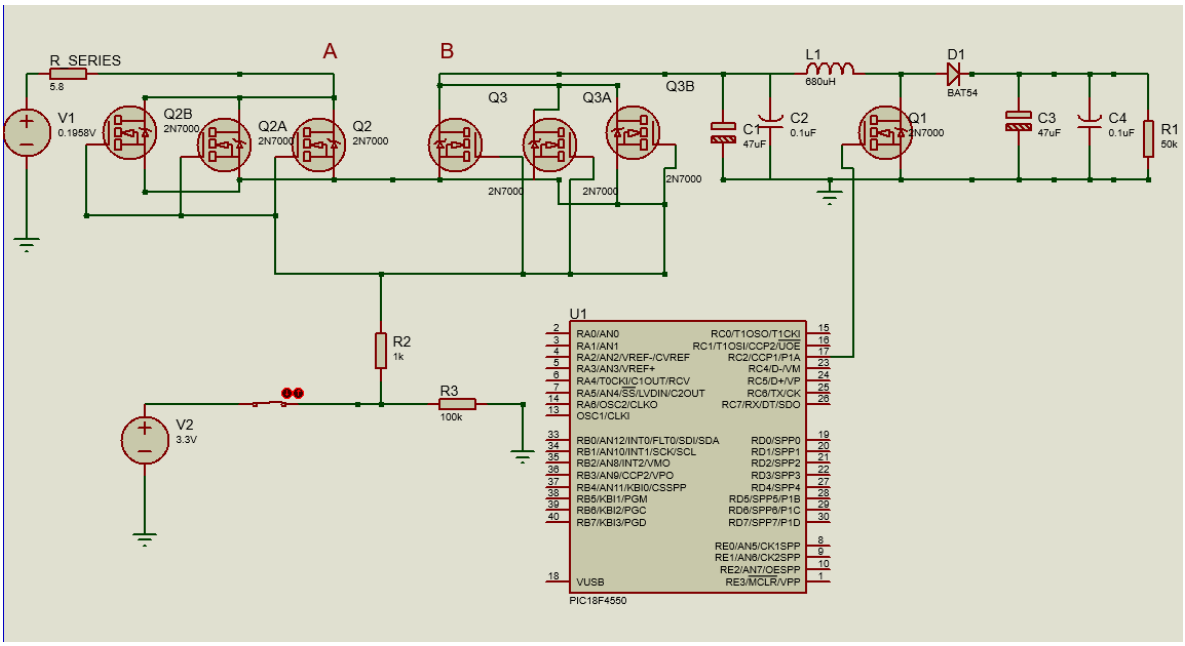


Figura 66 Interruptor en configuración back to back con tres parejas de mosfet´s en paralelo

4.7 Selección del número optimo de *MOSFET*

La tabla 17 presenta el voltaje que entra al interruptor [V_A], el voltaje que sale del interruptor [V_B], el voltaje de salida [V_{out}] del convertidor *boost* y el voltaje que recibe el convertidor *boost* cunado el interruptor se encuentra cerrado es decir en circuito abierto (OC), los resultados obtenidos experimentalmente con las siguientes configuraciones; un *MOSFET* en modo interruptor, un *MOSFET* + un diodo en modo interruptor y la configuración en *back to back* de parejas de *MOSFET´S* (2, 3 y 4).

En el experimento se observa que, al configurar un solo *MOSFET* o un *MOSFET* + *diode* como interruptor, estos no son capaces de aislar por completo el *TEG* del convertidor, el cual es un requerimiento fundamental para el sistema. Sin embargo, al usar la configuración *back-to-back* con solo dos *MOSFET* se logra el completo aislamiento entre el generador y el convertidor, pero con una resistencia interna (R_{ds_on}) alta. Esta resistencia va decreciendo al colocar más *MOSFET* en paralelo; se observa que a partir de tres transistores la mejora deja de ser significativa, por lo que se deduce que el número óptimo de transistores en paralelo para el sistema es de tres.

# *MOSFET*	V_A[V]	V_B[V]	V_{out}[V]	En OC V_B[V]
1 interruptor	0.145	0.155	3.69	0.00197
Interruptor+diodo	0.164	0.155	3.9	0.00193
2	0.172	0.150	3.8	0
3	0.1727	0.164	4.18	0
4	0.170	0.1645	4.189	0

Tabla 17 Resultados en configuración experimental de modos de aislar el TEG del convertidor boost

4.8 Comparación entre simulación – emulación - experimentación

La tabla 18 muestra la comparativa de la configuración *back-to-back* con tres *MOSFET*; entre los resultados simulados y los obtenidos experimentalmente con una fuente de voltaje más una resistencia en serie que emulan al TEG, entregando un voltaje de 0.1958 V, y con el módulo TEG TG12-4 operando con una diferencia de temperatura (ΔT) de 20 °C. A partir de estos datos se puede calcular una eficiencia, la cual se representa por la ecuación (61); esta eficiencia estimada es de 63.3 %. Se observa una alta correlación entre los resultados de simulación y los obtenidos experimentalmente, validando el modelo empleado.

$$\eta = \frac{P_{in}}{P_{out}} \times 100\% \qquad (71)$$

Donde η es la eficiencia [%], P_{in} es la potencia de entrada [W] y P_{out} es la potencia de salida [W]

Para obtener la eficiencia se siguió el siguiente procedimiento:

Con base en el modelo eléctrico del TEG, se emuló el dispositivo como una fuente de voltaje en serie con una resistencia eléctrica. Después, se fijó el voltaje a 0.1958 V y se conectó al convertidor por medio del circuito interruptor *back-to-back*. Para controlar el encendido y apagado del interruptor se utilizó un *switch*; también se fijó el pulso PWM en un microcontrolador PIC18LF4550 para poder conmutar el convertidor y de esta manera el sistema en funcionamiento quedara como TEG + interruptor + convertidor + MPPT. Posteriormente, se procedió a medir corriente y voltaje tanto de entrada como de salida, y con el interruptor apagado se tomó el V_{oc}. Una vez terminado este procedimiento, se desconectó la fuente de voltaje junto con su resistencia en serie y en su lugar se conectó al TEG para tomar las mismas muestras.

Parámetro	Simulación	Emulación	Experimental
V_B[V]	0.161	0.1646	0.1777
I_B[mA]	3.2	3.1	3.4334
V_{out}[V]	4.7	4.18	4.45
I_{out}[μA]	95	77.4	0.0902
P_{in}[mW]	0.515	0.510	0.6699
P_{out}[mW]	0.470	0.323	0.4014
η[%]	92.1	63.3	59.92
V_{oc}	0.1958 V	0.1958 V	0.1948

Tabla 18 comparación entre datos simulados y experimentales de la configuración back to back con 3 mosfet´s en paralelo y con el módulo termoeléctrico TG12-4

4.9 Potencia entregada por el TEG en función de la resistencia de entrada equivalente

Con el objetivo de analizar la interacción entre el generador termoeléctrico y el convertidor *boost* en ausencia de un algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (*MPPT*), se evaluó la potencia entregada por el *TEG* en función de la resistencia de entrada equivalente vista por el generador. Esta resistencia equivalente representa la carga efectiva impuesta por el convertidor, incluyendo el circuito acondicionador, el interruptor electrónico y las pérdidas internas del sistema.

Para este análisis se consideró, en primer lugar, un modelo ideal del generador termoeléctrico, representado por una fuente de voltaje en circuito abierto V_{oc} en serie con su resistencia interna R_{TEG}. Bajo estas condiciones, la potencia entregada por el TEG puede expresarse como:

$$P_{in} = \frac{V_{oc}^2 \cdot R_{in}}{(R_{TEG} + R_{in})^2} \qquad (72)$$

Donde R_{in} es la resistencia de entrada equivalente del convertidor. Este modelo predice que la máxima transferencia de potencia ocurre cuando $R_{in} = R_{TEG}$, condición que se asocia al punto de máxima potencia (MPP) del generador.

Adicionalmente, se introdujo un modelo ajustado que considera una resistencia equivalente mayor, R_{eq}, la cual agrupa las pérdidas no ideales del sistema, tales como la resistencia serie del inductor, la resistencia de conducción de los *mosfet´s*, la caída directa del diodo y otros efectos parásitos no contemplados en el modelo ideal. Este modelo permite aproximar de manera más realista el comportamiento del sistema experimental.

La Figura 67 muestra la comparación entre el modelo ideal, el modelo ajustado y los datos experimentales obtenidos con el convertidor boost operando sin MPPT y con un ciclo de trabajo fijo. Se observa que, mientras el modelo ideal presenta un máximo de potencia claramente definido en valores bajos de R_{in}, los datos experimentales se concentran en regiones donde la resistencia de entrada equivalente es significativamente mayor que la resistencia interna del TEG.

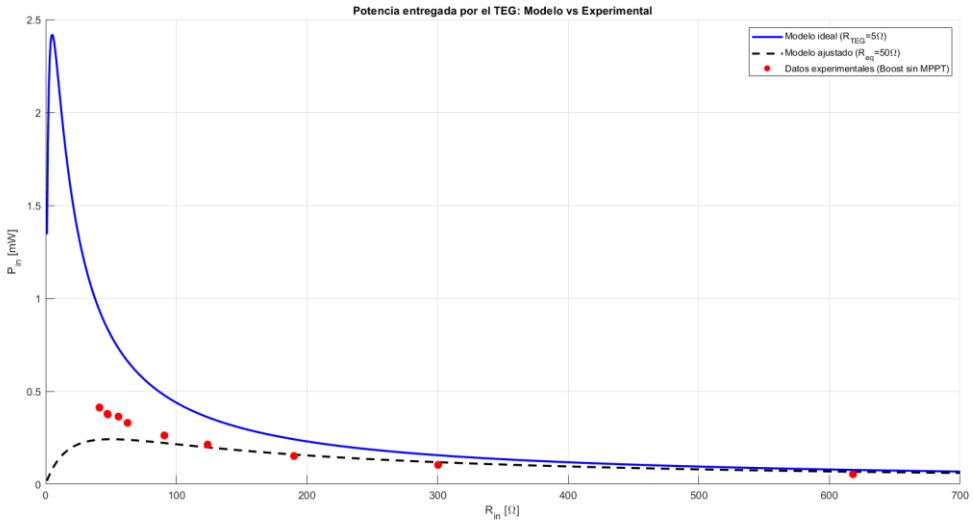


Figura 67 Potencia de entrada VS resistencia de entrada

Este comportamiento indica que el convertidor no está imponiendo una carga adecuada al generador, provocando que el sistema opere a la derecha del punto de máxima potencia. Esta condición se confirma mediante la relación experimental:

$$\frac{V_B}{V_{oc}} \approx 0.91 \qquad (73)$$

la cual se aleja del valor teórico óptimo $\frac{V_B}{V_{oc}} \approx 0.5$, requerido para una operación en MPP. En consecuencia, el generador termoeléctrico no se encuentra colapsado, la corriente de entrada se mantiene dentro de límites seguros y la potencia extraída es inferior a la máxima disponible.

La resistencia equivalente observada experimentalmente puede calcularse como:

$$R_{eq} = \frac{V_B}{I_B} = 53.2\ \Omega \qquad (74)$$

obteniéndose un valor considerablemente mayor que R_{TEG} confirmando la ausencia de un acoplamiento óptimo de potencia entre el TEG y el convertidor. No obstante, esta condición permite un funcionamiento estable del sistema, evitando cortocircuitos o sobrecargas del generador.

Finalmente, la concordancia entre la tendencia de los datos experimentales y el modelo ajustado valida el enfoque utilizado para representar el comportamiento real del sistema. A partir de este análisis se concluye que, sin la implementación de un algoritmo MPPT, el convertidor boost no es capaz de extraer la máxima potencia disponible del generador termoeléctrico, lo cual justifica la necesidad del esquema de control presentado en la siguiente sección.

4.9.1 Diseño de placa PCB

Para obtener resultados estables y libres de ruido, es indispensable contar con un circuito impreso; por lo tanto, a esta etapa del proyecto el sistema ya no se manipulará físicamente, con excepción del microcontrolador. Este punto representa el momento óptimo para el desarrollo del circuito impreso.

Mediante el software KiCad se realizó el diseño del circuito, iniciando con el diagrama esquemático, el cual se muestra en la Figura 68. Posteriormente, se llevó a cabo el diseño del circuito impreso correspondiente al convertidor boost junto con el interruptor back-to-back, implementado en una sola capa, como se presenta en la Figura 69.

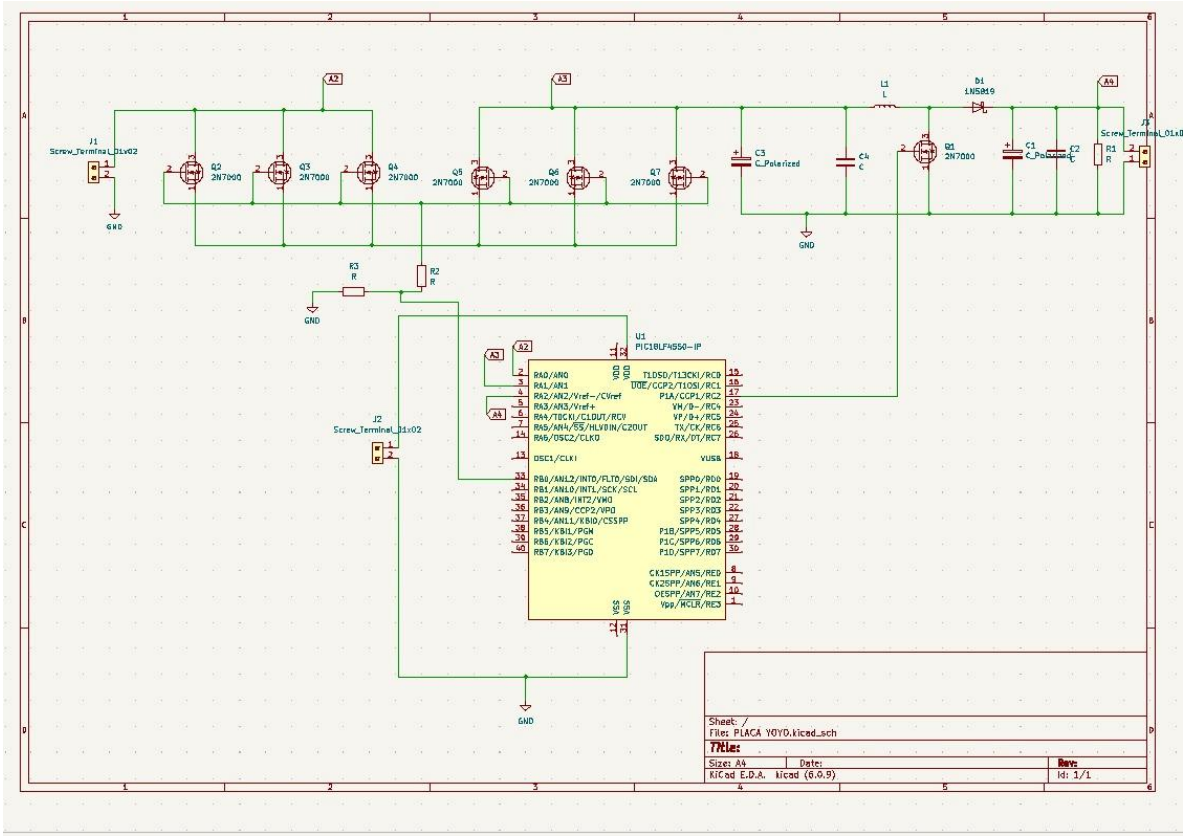


Figura 68 Diagrama esquemático del convertidor boost + interruptor

Finalmente, este diseño sirvió como base para la fabricación física del circuito impreso, permitiendo la implementación experimental del convertidor boost y del interruptor back-to-back bajo condiciones reales de operación como se muestra en la figura 70Placa .

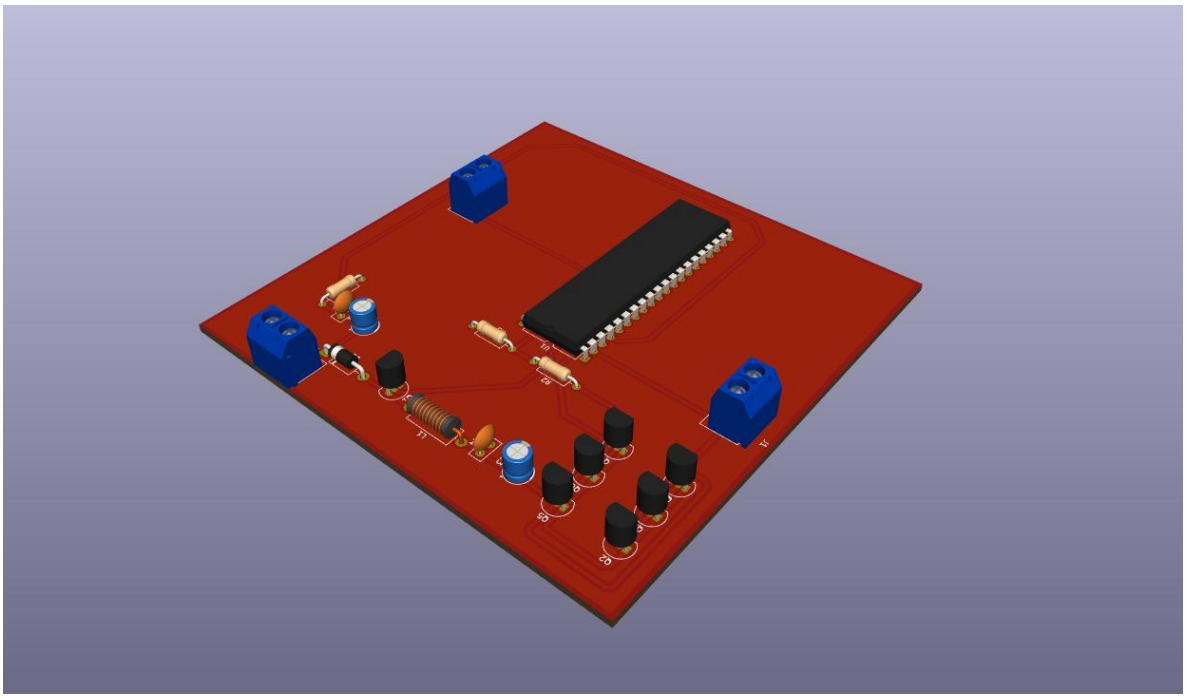


Figura 69 Proyección en 3D de circuito impreso

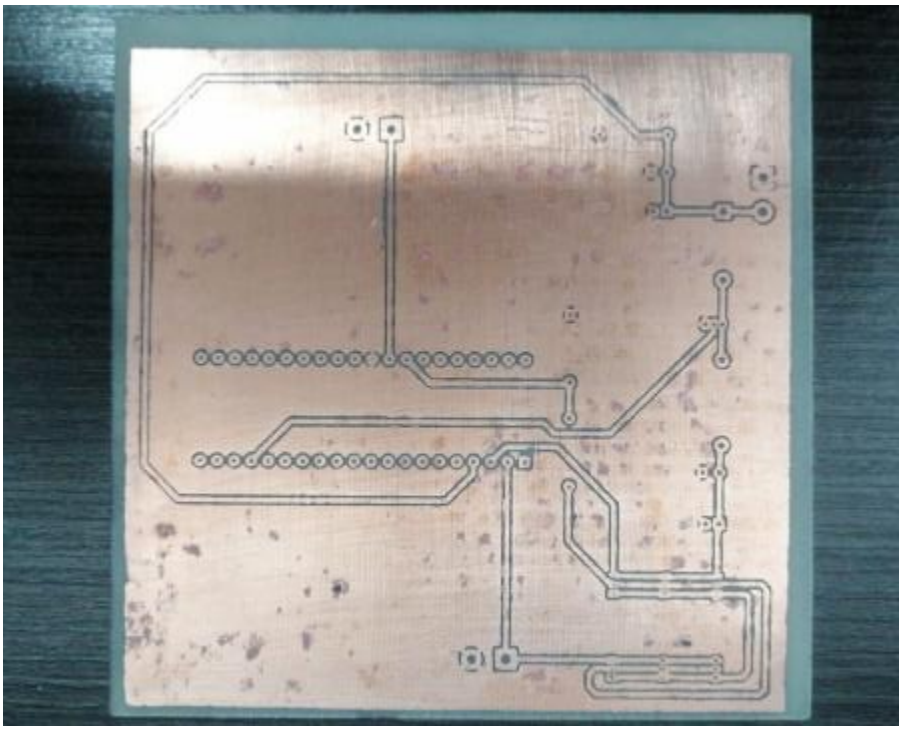


Figura 70 Placa PCB fabricada

4.10 Resultados del sistema boost con MPPT

En esta sección se presentan los resultados obtenidos al implementar el algoritmo de seguimiento del punto de máxima potencia (*MPPT*) en el convertidor *Boost* acoplado al generador termoeléctrico (*TEG*). A diferencia del caso analizado previamente, donde el sistema operaba con un ciclo de trabajo fijo, en esta configuración el convertidor ajusta dinámicamente su punto de operación con el objetivo de maximizar la potencia extraída del *TEG* bajo distintas condiciones térmicas.

Las mediciones experimentales se realizaron para las diferencias de temperatura (ΔT) 10°, 13°, 16°, 19°, 21°, 25°, 28°, 31° entre las caras del módulo termoeléctrico, registrando las variables eléctricas (voltajes, corrientes y potencia) de entrada y salida, así como la eficiencia global del sistema.

Las Tablas 19 y 20 presentan un resumen de los valores obtenidos experimentalmente para el sistema *Boost* operando con *MPPT* activo. En ellas se incluyen la diferencia de temperatura aplicada al *TEG*, los voltajes y corrientes de entrada y salida, así como las potencias correspondientes y la eficiencia calculada.

Se observa que, conforme aumenta la diferencia de temperatura, el sistema es capaz de incrementar la potencia de salida manteniendo el voltaje de salida cercano al valor nominal de 3.3 V, lo cual confirma la correcta operación del convertidor bajo control *MPPT*. También se observa la influencia del *MPPT* en que la diferencia entre mínimos y máximos se acorta conforme el voltaje de salida se va acercando al valor nominal de 3.3 V.

ΔT[°]	V_{oc} [V]	$V_{inbosst}$ [mV]	$I_{inboost}$ [mA]	P_{in} [µW]	
10	0.076	49.2	1.47	72.32	Mín
	0.100	63.1	1.83	115	Máx
13	0.093	58	1.68	97.8	Mín
	0.117	74.5	2.10	156.6	Máx
16	0.109	70.8	2.02	143.2	Mín
	0.136	89.4	2.46	220	Máx
19	0.149	94.6	2.43	229.87	Mín
	0.179	109	2.77	301.93	Máx
22	0.176	119.7	2.81	336.35	Mín
	0.196	129	3.34	430.86	Máx
25	0.182	129	3.36	434.21	Mín
	0.208	147.7	3.77	557.71	Máx
28	0.217	128.1	3.34	427.85	Mín
	0.239	146.1	3.75	547.87	Máx
31	0.236	159.8	4.09	653.58	Mín
	0.265	180	4.54	817.2	Máx

Tabla 19 Valores obtenidos experimentalmente para el sistema boost con MPPT activo, parte I

ΔT[°]	Vout [V]	Iout [mA]	Pout [µW]	η%	
10	1.585	0.0315	49.92	69.02	Mín
	2.07	0.041	84.87	73.8	Máx
13	1.904	0.038	72.35	73.97	Mín
	2.36	0.0472	110.92	70.83	Máx
16	2.268	0.045	102.06	71.27	Mín
	2.86	0.0572	163.59	74.35	Máx
19	3.173	0.0535	169.75	73.84	Mín
	3.2	0.0723	231.36	76.62	Máx
22	3.411	0.0732	249.68	74.23	Mín
	3.522	0.0953	335.64	77.90	Máx
25	3.51	0.0831	291.68	67.17	Mín
	3.552	0.108	383.61	68.78	Máx
28	3.604	0.107	385.62	90.12	Mín
	3.635	0.14	508.9	92.88	Máx
31	3.728	0.14	521.92	79.85	Mín
	3.748	0.174	652.15	79.80	Máx

Tabla 20 Valores obtenidos experimentalmente para el sistema boost con MPPT activo, parte II

4.10.1 Identificación experimental del punto de máxima potencia

El punto de máxima potencia (MPP) fue identificado experimentalmente como la condición de operación; en donde la potencia de salida del sistema alcanza su valor máximo. Este punto corresponde al ajuste del ciclo de trabajo del convertidor Boost realizado por el algoritmo MPPT, el cual desplaza el punto de operación del generador termoeléctrico hacia la máxima transferencia de energía.

El MPP experimental se presenta para una diferencia de temperatura de:

- $\Delta T_{MPP} = 31°$
- $V_{out,MPP} = 3.74\,V$
- $I_{out,MPP} = 0.157\,mA$
- $\eta_{MPP} = 80.05\%$
- $P_{out} = 586.87\,\mu W$

Estos resultados confirman que el algoritmo MPPT permite desplazar el punto de operación del sistema hacia una condición cercana a la máxima transferencia de potencia, ajustando dinámicamente la resistencia equivalente vista por el generador termoeléctrico (TEG).

4.10.2 Análisis grafico del desempeño del MPPT

Para analizar el comportamiento del sistema bajo control MPPT, se presentan a continuación diversas gráficas que relacionan la eficiencia del sistema con distintas variables eléctricas y térmicas.

4.10.2.1 Eficiencia en función de la corriente de salida

La Figura 68 muestra la eficiencia del sistema en función de la corriente de salida. Se observa que la eficiencia aumenta conforme se incrementa la corriente, hasta alcanzar un máximo correspondiente al punto de máxima potencia, después del cual la eficiencia comienza a disminuir.

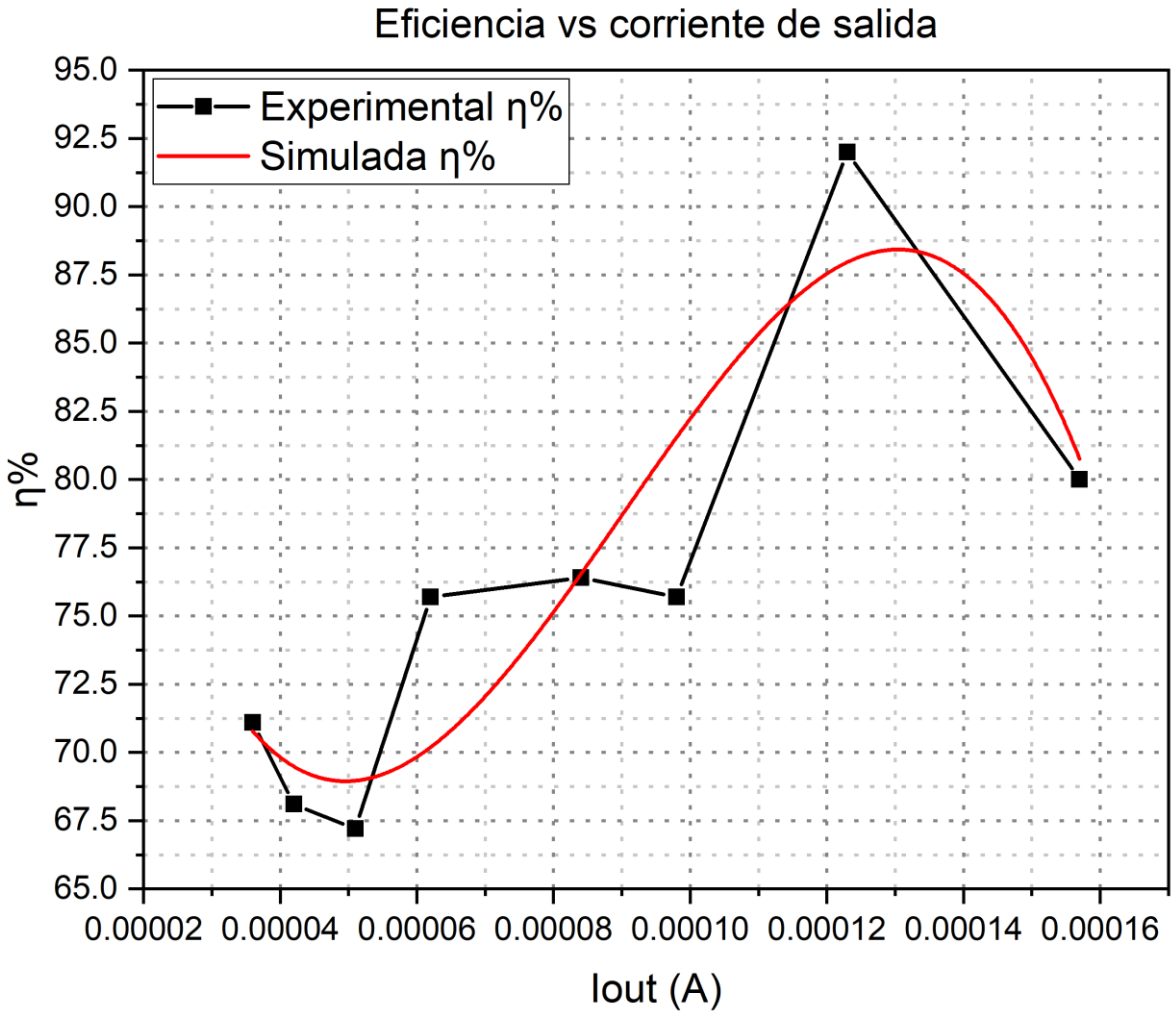


Figura 71 Eficiencia vs corriente de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT

4.10.2.2 Eficiencia en función de la potencia de salida

En la Figura 69 Se presenta la eficiencia en función de la potencia de salida. Esta gráfica permite identificar claramente el punto de máxima potencia, donde la eficiencia del sistema alcanza su valor máximo, validando la correcta actuación del algoritmo MPPT.

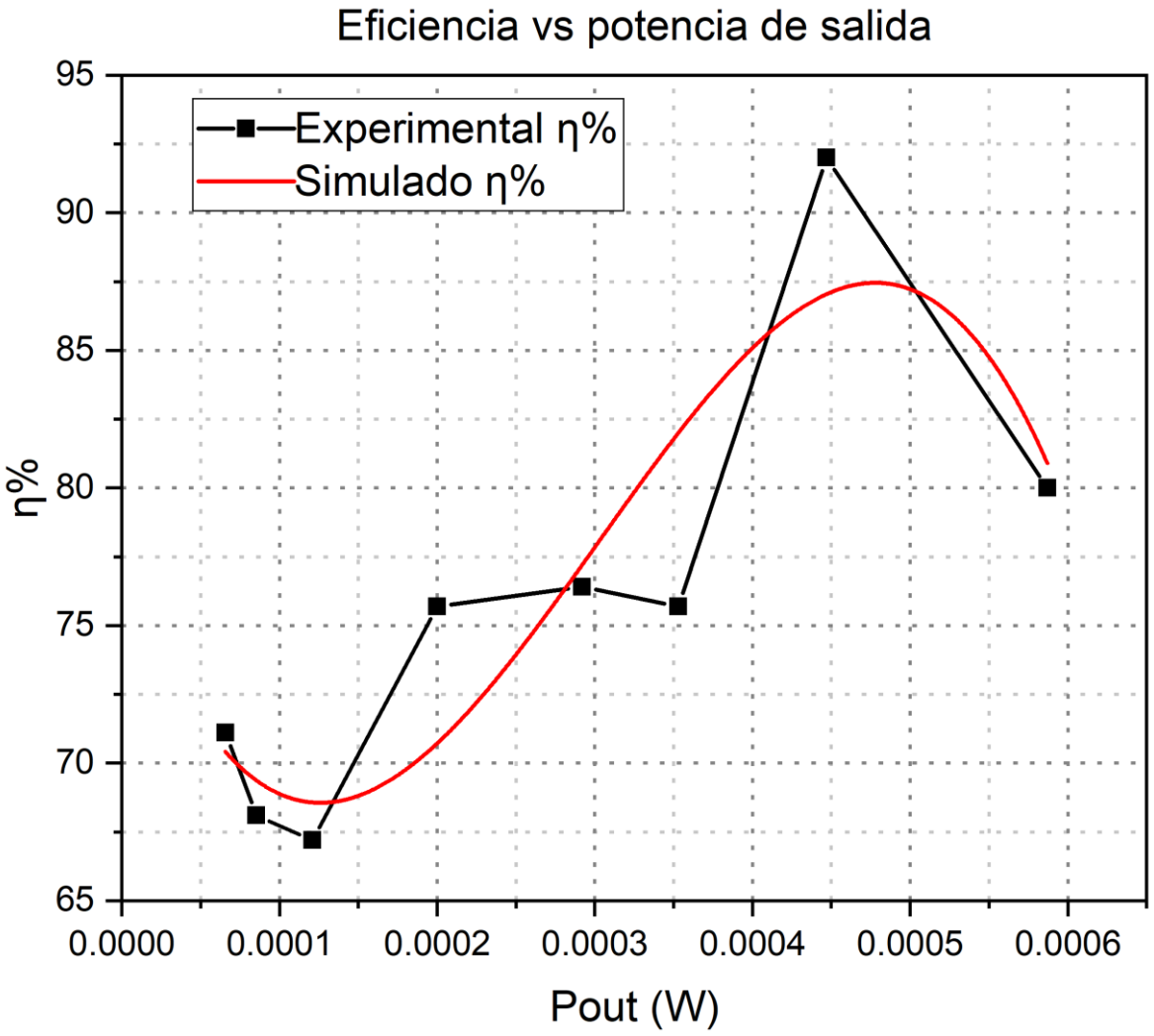


Figura 72 Eficiencia vs potencia de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT

4.10.2.3 Relación entre eficiencia y voltaje de salida

La Figura 70 Se muestra la relación entre la eficiencia y el voltaje de salida. Se observa que la máxima eficiencia se alcanza cuando el voltaje de salida se mantiene cercano a 3.3 V, lo cual coincide con el objetivo de diseño del convertidor y confirma la estabilidad del sistema bajo control MPPT.

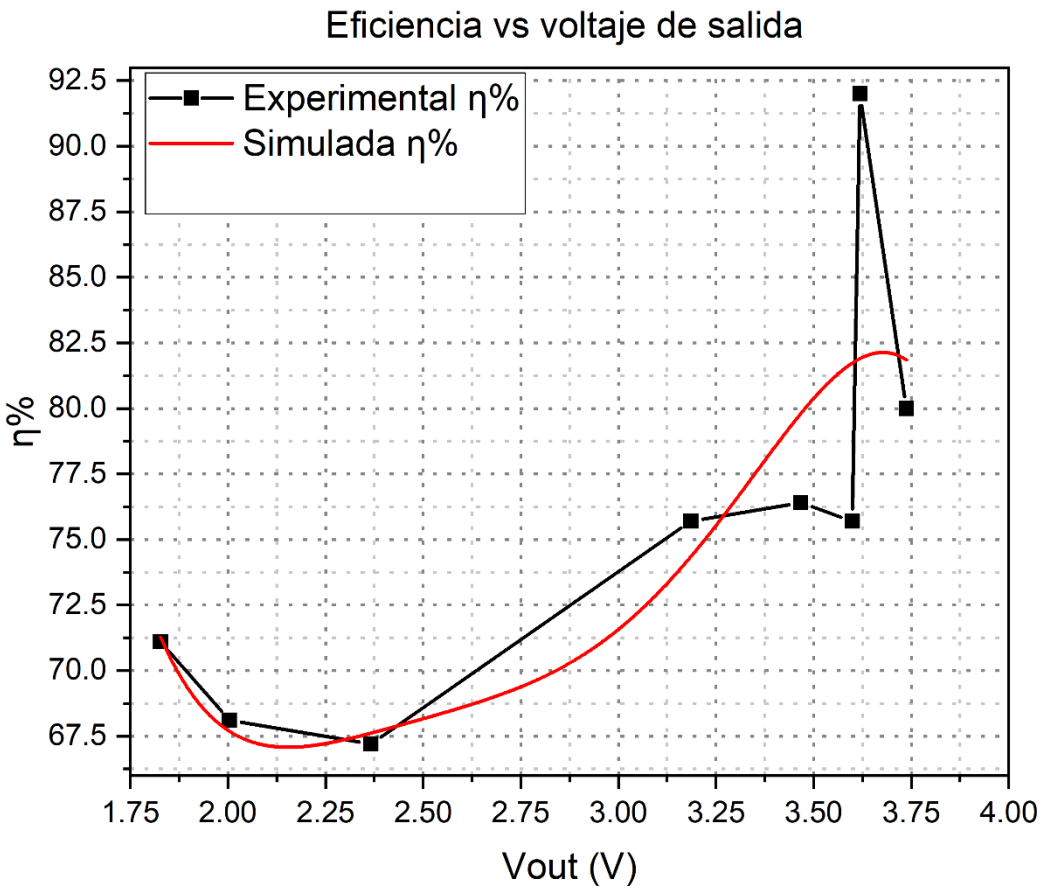


Figura 73 Eficiencia vs voltaje de salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT

4.10.2.4 Correspondencia entre eficiencia y diferencia de temperatura

la Figura 71 Se presenta la eficiencia del sistema en función de la diferencia de temperatura aplicada al TEG. Se observa una tendencia creciente de la eficiencia conforme aumenta ΔT, hasta alcanzar un máximo, lo cual refleja una mejor conversión energética bajo mayores gradientes térmicos.

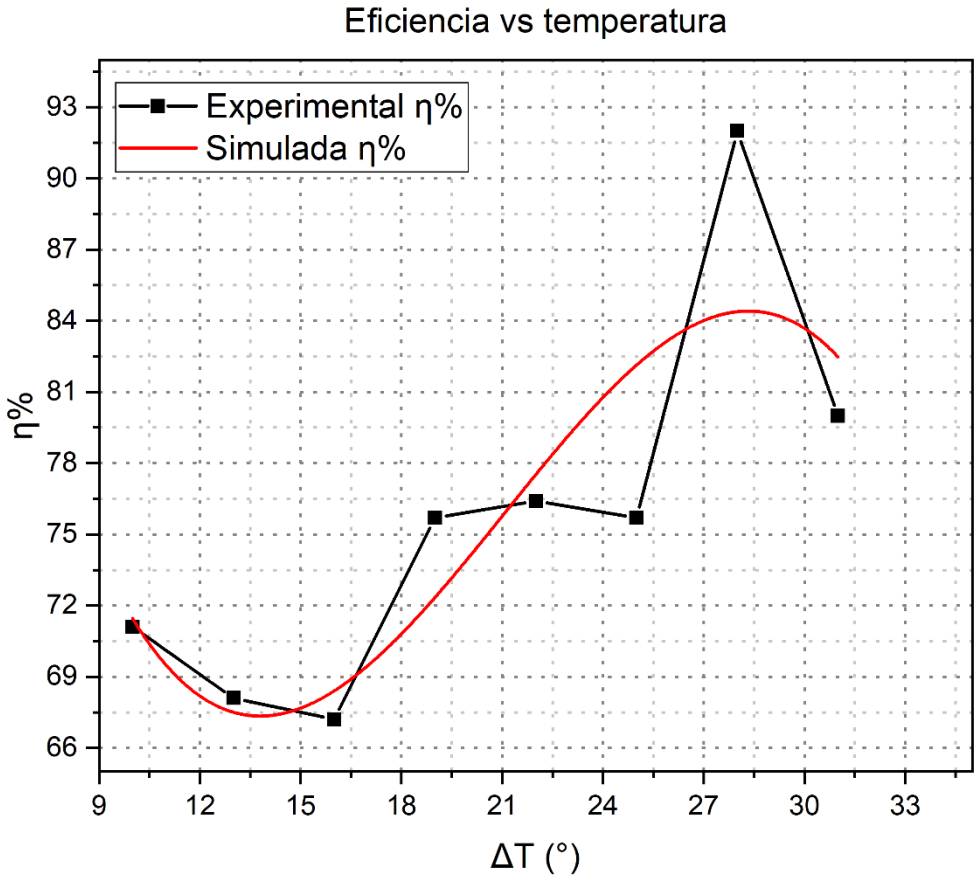


Figura 74 Eficiencia vs diferencia de temperatura salida de sistema TEG + back to back + boost + MPPT

4.10.3 Comparación entre sistema sin MPPT y con MPPT

Comparando los resultados obtenidos en las secciones 4.9 y 4.10, se observa que la inclusión del algoritmo MPPT permite operar el sistema más cerca de la condición óptima de máxima transferencia de potencia, caracterizada por la relación:

$$\frac{V_B}{V_{oc}} \approx 0.5 \qquad (75)$$

Mientras que el sistema sin MPPT opera con una resistencia equivalente elevada, donde la relación de la ecuación 65 es igual a 0.9, alejándose del punto de máxima potencia, el sistema con MPPT ajusta dinámicamente su punto de operación, incrementando la potencia

extraída del generador termoeléctrico y mejorando la eficiencia global del sistema, en donde la relación de la ecuación es 0.6.

Este resultado confirma que la implementación del MPPT es fundamental para sistemas de recolección de energía de ultra bajo voltaje, especialmente cuando se utilizan convertidores discretos sin circuitos integrados especializados.

4.10.4 Diferencia entre el punto de máxima potencia y el punto de eficiencia máxima

Los resultados experimentales obtenidos con el sistema *Boost* operando bajo el algoritmo MPPT muestran que el punto de máxima potencia (MPP) no coincide necesariamente con el punto de máxima eficiencia del convertidor, como se observa en la tabla 21.

	Pout [µW]	Vout [V]	Iout [mA]	η%
MPP	586.87	3.74	0.157	80.05
η Máx	446.95	3.62	0.123	91.96

Tabla 21 Diferencia entre MPP y eficiencia máxima

El MPP corresponde a la condición de operación en la cual la potencia entregada por el generador termoeléctrico (TEG) es máxima. En esta condición, el algoritmo MPPT ajusta el ciclo de trabajo del convertidor para cumplir aproximadamente la ecuación 65, permitiendo una máxima transferencia de potencia del TEG hacia el sistema. Sin embargo, la eficiencia del *boost* está definida por la ecuación 61.

Por lo tanto, la eficiencia depende no solo del punto de operación del TEG, sino también de las pérdidas internas del convertidor, entre las que se incluyen la resistencia serie del inductor, las pérdidas por conmutación de los MOSFET, la caída de tensión en los dispositivos de conducción y las pérdidas asociadas al control PWM.

Como consecuencia, el punto de máxima eficiencia suele presentarse a niveles de corriente menores que los correspondientes al MPP. En estas condiciones, las pérdidas resistivas y de conmutación se reducen, lo que incrementa la eficiencia relativa del convertidor, aun cuando la potencia absoluta transferida sea inferior.

Las Figuras 67 a 70 muestran claramente esta diferencia: mientras que el MPP maximiza la potencia de salida, el punto de máxima eficiencia se desplaza hacia una región de menor corriente y menor potencia, evidenciando que ambos criterios de optimización responden a objetivos distintos

.

4.10.5 Limites de operación y estabilidad

La Figura 72 muestra la evolución de la relación V_B/V_{oc}en función de la diferencia de temperatura ΔT.

La línea horizontal en $V_B/V_{oc} = 0.3$ delimita la región de colapso del sistema, mientras que la línea en $V_B/V_{oc} = 0.5$ indica el punto teórico de máxima transferencia de potencia. Se observa que, para bajas diferencias de temperatura, el sistema opera en regiones cercanas al colapso, mientras que al incrementar ΔT, el punto de operación se desplaza hacia la región estable.

Este comportamiento es coherente con el diseño del convertidor y con la implementación del algoritmo MPPT, el cual busca regular el ciclo de trabajo del PWM para imponer una resistencia equivalente adecuada, manteniendo al sistema alejado del colapso y cercano al punto de máxima potencia del TEG.

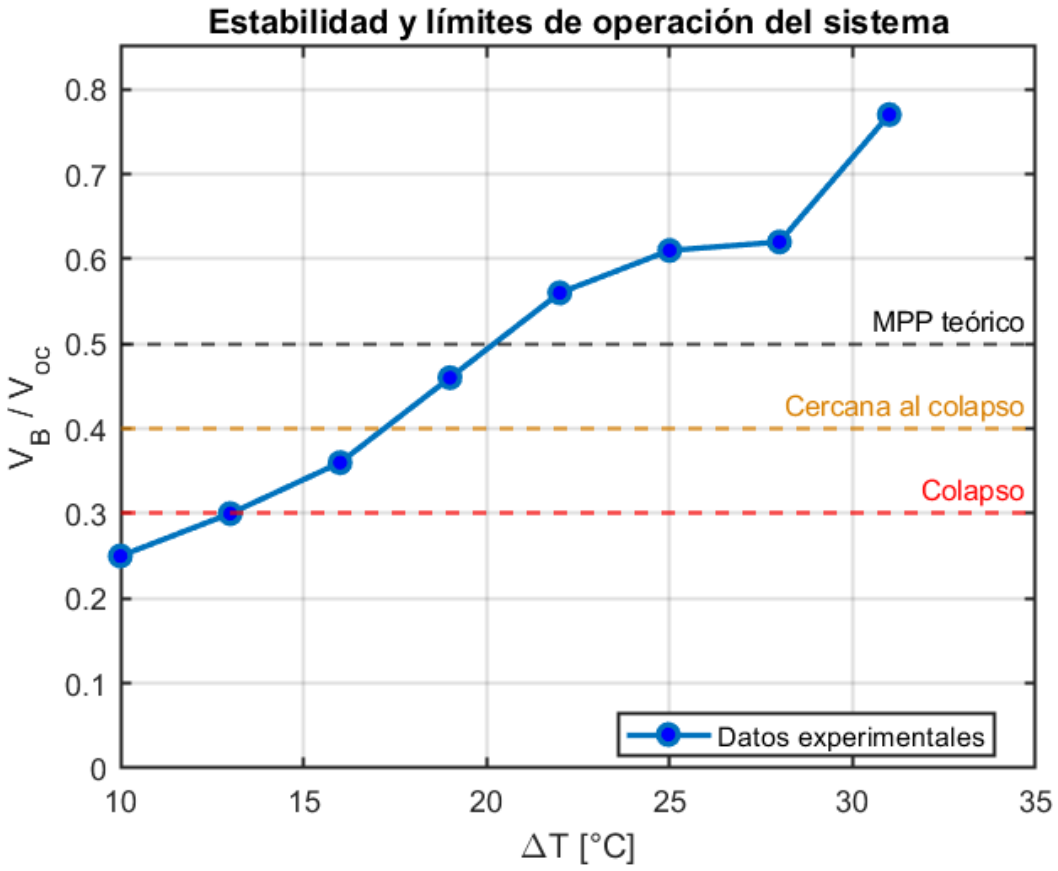


Figura 75 Grafica que muestra la relación entre el criterio del voltaje y el gradiente de temperatura

Finalmente, la tabla 22 muestra la relación entre el criterio de voltaje con los límites de operación del sistema y también resalta como cambia la resistencia equivalente dependiendo del gradiente de temperatura.

ΔT [°C]	**V_B [V]**	**I_B [mA]**	**V_B/V_{oc}**	**R_{eq} [Ω]**
10	0.056	1.65	0.25	34
13	0.066	1.9	0.3	35
16	0.08	2.25	0.36	36
19	0.102	2.6	0.46	39
22	0.124	3.08	0.56	40
25	0.134	3.48	0.61	39
28	0.137	3.55	0.62	39
31	0.17	4.32	0.77	39

Tabla 22 Variación de puntos de operación y de la resistencia equivalente.

4.11 Aplicaciones experimentales y validación funcional del sistema de recolección de energía

Con el objetivo de validar el funcionamiento práctico del sistema de recolección de energía propuesto, se realizaron dos aplicaciones experimentales representativas, operando exclusivamente con la energía suministrada por el generador termoeléctrico (TEG) y el convertidor boost con MPPT, sin el apoyo de una fuente externa de corriente continua.

4.11.2 Alimentación de un sensor analógico de ultra bajo consumo (MCP9700)

En la primera aplicación, el sistema fue utilizado para alimentar un sensor de temperatura MCP9700, junto con el microcontrolador *PIC18LF4550* configurado en modo de ahorro de energía, como se muestra en la figura 73.

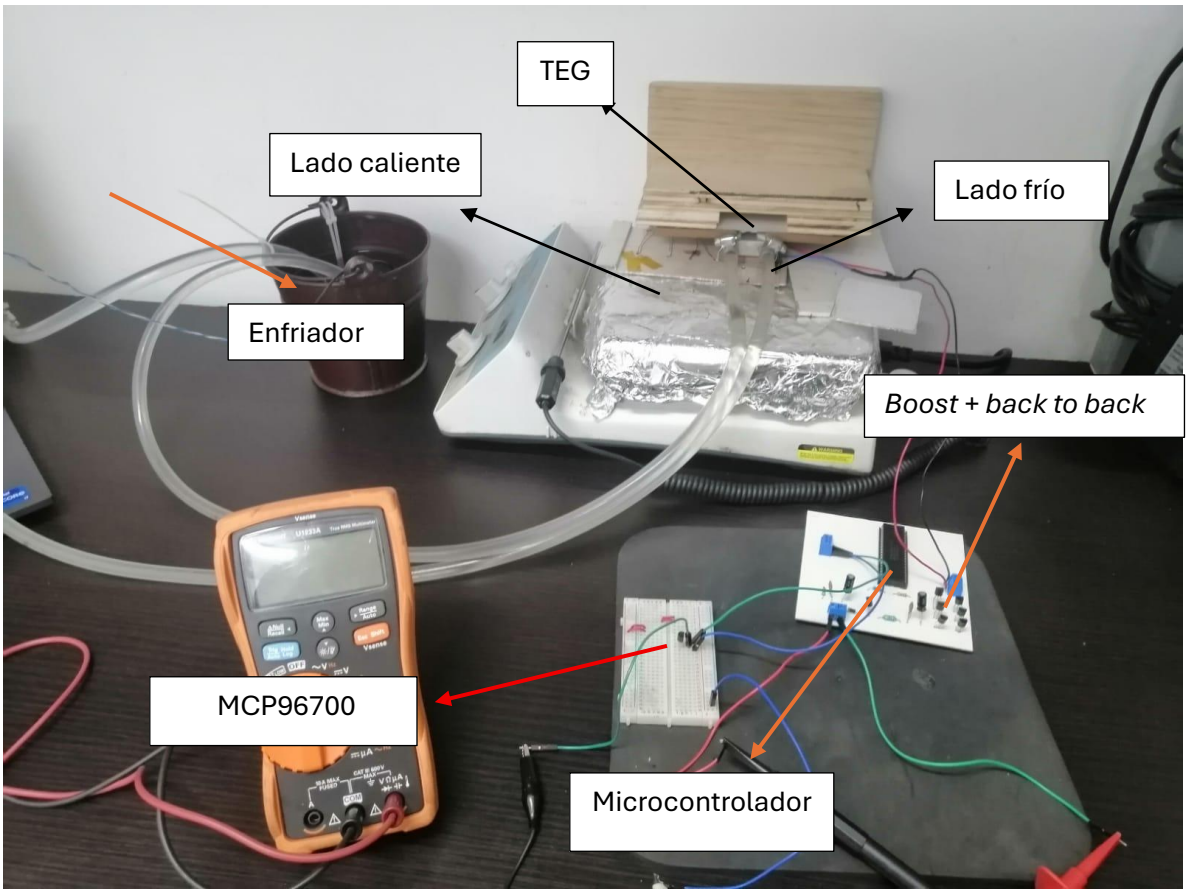


Figura 76 Alimentación y funcionamiento del sensor de temperatura MCP9700

Durante la prueba se registraron los siguientes valores eléctricos:

- Voltaje de alimentación del sistema:

$$V_{out} = 3.43 \quad (76)$$

- Corriente consumida por el sistema (PIC + sensor):

$$I_{out} = 0.2\mu A \quad (77)$$

- Potencia consumida:

$$P_{out} = I_{out} \cdot V_{out} = 3.43\,V \cdot 0.2\mu A \approx 0.69\mu W \quad (78)$$

Este valor confirma que el sistema es capaz de suministrar potencias del orden de los *microwatts*, suficientes para mantener operativo al microcontrolador y al sensor en condiciones de bajo consumo.

Es importante destacar que el *PIC18LF4550* fue configurado para operar en modo de bajo consumo, utilizando ciclos activos cortos y estados de reposo prolongados, lo cual reduce significativamente la corriente promedio requerida. Bajo estas condiciones, el consumo total del sistema se mantiene dentro de la capacidad energética entregada por el TEG con el convertidor boost operando con MPPT activo.

Este resultado valida experimentalmente que el sistema propuesto es capaz de autoalimentar un nodo electrónico funcional, sin necesidad de baterías ni fuentes auxiliares permanentes

4.11.3 Carga de un supercapacitor como almacenamiento energético

En la segunda aplicación experimental, como se muestra en la figura 74, se conectó un super-capasitor de:

- Capacitancia:

$$C = 1\,F \tag{79}$$

- Voltaje nominal:

$$V = 5.5\,V \tag{80}$$

El objetivo fue evaluar la capacidad del sistema para almacenar energía a lo largo del tiempo, utilizando únicamente la potencia recolectada del TEG. La evolución del voltaje del supercapacitor fue medida experimentalmente, se muestra en la figura boost y se resume en la Tabla 23.

Tiempo [min]	Voltaje del super-capasitor [V]
5	0.4
20	0.7
30	1.2
60	1.56
90	2

Tabla 23 Tiempo de almacenar carga del super-capasitor

El comportamiento observado muestra una carga progresiva y estable, sin evidencia de colapso del sistema ni interrupciones en la operación del convertidor *boost*. Esto indica que el sistema es capaz de entregar corriente suficiente para elevar gradualmente el nivel de energía almacenada, aun bajo condiciones de potencia extremadamente baja.

Desde el punto de vista energético, la energía almacenada en el supercapacitor puede estimarse como:

$$E = \frac{CV^2}{2} \tag{81}$$

Por ejemplo, a los 90 minutos:

$$E = (0.5)(1)(2) = 2\,J \qquad (82)$$

Este resultado demuestra que el sistema no solo es capaz de alimentar cargas instantáneas de ultra bajo consumo, sino también de acumular energía para su uso posterior, lo cual es fundamental en aplicaciones de recolección energética intermitente.

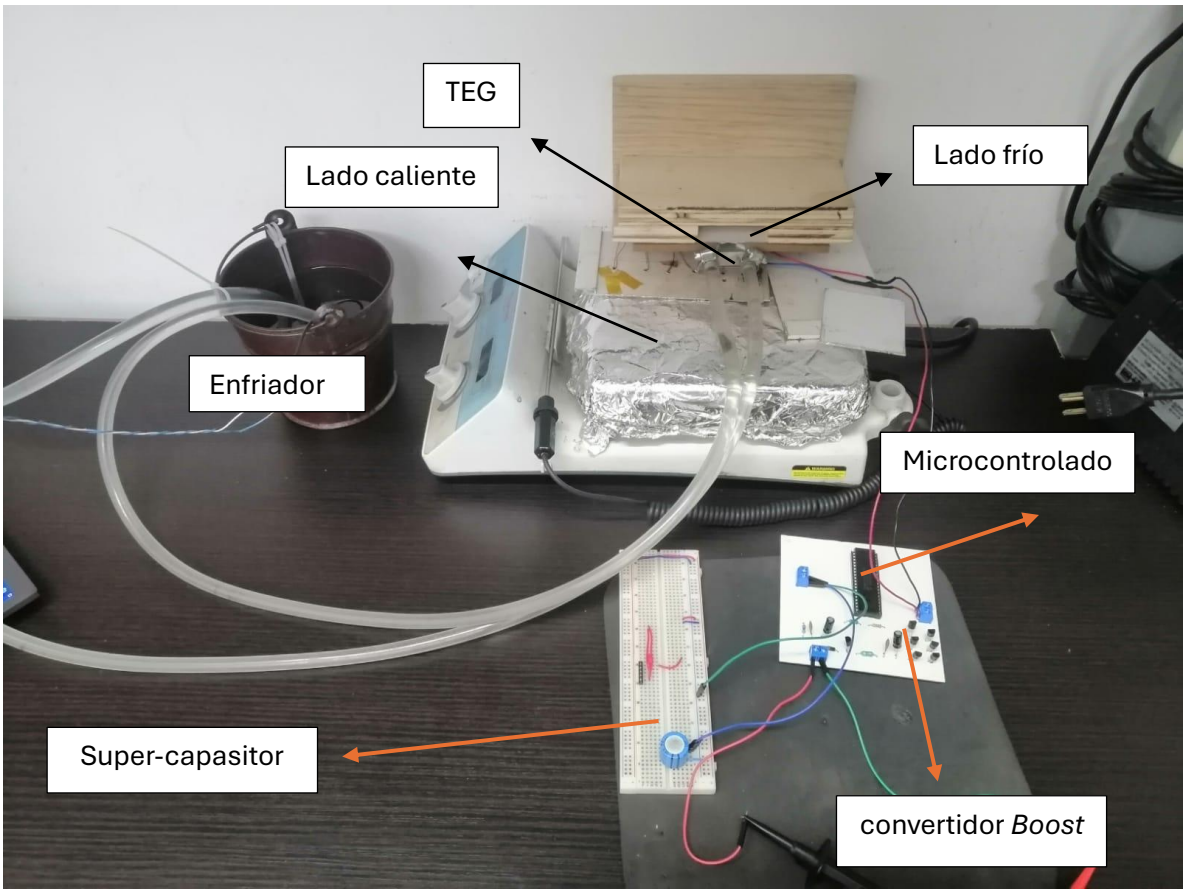


Figura 77 Capacitor almacenando energía del sistema TEG + Boost + MPPT

4.11.4 Autoalimentación del PIC18LF4550 y operación autónoma (análisis energético)

Con el fin de verificar de manera cuantitativa que el sistema desarrollado es capaz de autoalimentar al microcontrolador PIC18LF4550, se realizó un análisis energético comparando la potencia entregada por el sistema de recolección con la potencia requerida por el microcontrolador en modo de bajo consumo, de acuerdo con las especificaciones del fabricante.

De acuerdo con la hoja de datos del PIC18LF4550 (Microchip), el consumo de corriente del microcontrolador depende del modo de operación y de la frecuencia del reloj. Para

aplicaciones de ultra bajo consumo, el dispositivo puede operar en modos de ahorro energético como Sleep y con osciladores de baja frecuencia.

Valores típicos extraídos del manual:

- Modo *sleep*, $Vdd \approx 3\,V$:

$$I_{sleep} = 20\,nA \quad (83)$$

- Modo activo a baja frecuencia:

$$I_{active} \approx 5 - 10\,\mu A \quad (84)$$

En sistemas de recolección de energía, el microcontrolador no opera de forma continua en modo activo, sino mediante un ciclo de trabajo reducido, alternando breves periodos de actividad con largos periodos en modo Sleep.

Análisis de consumo promedio del microcontrolador:

- El Pic despierta una vez por segundo
- Trabaja 5 ms
- El resto del tiempo duerme

Tiempo total del ciclo: T=1 s

Tiempo activo: T_{activo}=5ms=0.005s

Tiempo dormido: T_{sleep}=1-0.005=0.995s

Fracción de tiempo donde el Pic está activo:

$$D = \frac{T_{activo}}{T} \quad (85)$$

Sustituyendo:

$$D = \frac{0.005}{1} = 0.005 \quad (86)$$

Esto quiere decir que:

- 0.5% está activo
- 99.5% está dormido

El PIC no consume la misma corriente todo el tiempo por lo tanto se promedia

$$I_{prom} = (fracción\ activa)(I_{activo}) + (fracción\ sleep)(I_{sleep}) \quad (87)$$

Sustituyendo:

$$I_{prom} = (D)(I_{activo}) + (1 - D)(I_{sleep}) \quad (88)$$

Calculando los valores de I_{activo} e I_{sleep} :

Parte activa:

$$(0.005)(10\ \mu A) = 50\ nA \quad (89)$$

Parte dormida:

$$(0.995)(20\ nA) = 19.9\ nA \quad (90)$$

Por lo tanto :

$$I_{prom} = 50\ nA + 19.9\ nA = 70\ nA \quad (91)$$

Tomando en cuenta que el sistema trabaja a 3.3 V la potencia del Pic es:

$$P = V \cdot I = (3.3\ V)(70\ nA) = 0.23\ \mu W \quad (92)$$

Tomando en cuenta que el sistema produce en su MPP 508.9 μW y el consume solo 0.23 μW entonces el sistema es perfectamente capaz de alimentar al pic

Este análisis numérico demuestra que la potencia generada por el sistema de recolección de energía es suficiente para sostener la operación del PIC18LF4550 en modo de ahorro de energía, validando experimental y matemáticamente la autoalimentación del sistema.

Además, el uso del algoritmo MPPT garantiza que el convertidor boost opere lejos de la región de colapso, asegurando una entrega de energía estable y evitando interrupciones en la alimentación del microcontrolador.

En conjunto, estos resultados confirman que el sistema desarrollado cumple con el objetivo de operar como un nodo electrónico autónomo, capaz de funcionar indefinidamente mientras exista un gradiente térmico mínimo en el generador termoeléctrico.

4.12 comparación con el estado del arte

En esta sección se realiza una comparación de este sistema contra otros trabajos previos (Tablas 24 y 25). Es importante recalcar que, aunque este trabajo se encuentra en la media de eficiencia, el resultado logrado se obtuvo a través de electrónica convencional, sin usar circuitos integrados especiales ni técnicas avanzadas, y con dispositivos de fácil acceso. Todo esto brinda la ventaja de poder armarlo con facilidad, con mantenimiento accesible, pues no hay dispositivos complejos. Al no usar ninguna técnica compleja, es posible replicarlo con facilidad; sus componentes, al ser discretos, se pueden conseguir con facilidad. Otro punto a favor es que no depende de un transformador para elevar el voltaje, por lo tanto, el circuito se vuelve simple, liviano y fácil de armar.

Al comparar el proyecto con circuitos que obtienen mayor eficiencia, es importante tomar en cuenta que en esos trabajos el voltaje de salida es por debajo de los 3.3 V, lo que dificulta que puedan ser compatibles para alimentar dispositivos que requieran 3.3 V para arrancar.

Parámetros	**Circuito**				
	[8]	[9]	[10]	[11]	Este trabajo
V_{in}	100 mV	300 mV	350 mV (alterna)	9 mV	239 mV
V_{out}	0.5 V	5 V	0.5 V (DC)	0.39 V	3.635 V
P_{out}	1000µW	131 mW	19µW	0.8 µW	508.9 µW
Frecuencia	100KHz	37.5	5KHz	42 KHz	25 Khz
Transformador	no	Si (2)	no	Si	no
Topología	Una etapa con técnica AGB y ERC	Un convertidor de arranque y uno principal	Dos etapas (rectificador + diodo activo)	Derivado de un oscilador Royer	arrancador +convertidor
Eficiencia	83.40%	37.50%	90%	57%	56%

Tabla 24 comparación de este trabajo con trabajos previos, parte 1

Parámetros	Circuito				
	[13]	[14]	[15]	[12]	Este trabajo
V_{in}	50 mV	50 mV	150 mV	55 mV arranque, 23 mV mínimo	239 mV
V_{out}	251 mV	1.2 V	1.2 V	3 V	3.635 V
P_{out}	0.63 µW	1 mW	2.2 µW	26 µW	508.9 µW
Frecuencia	181 KHz	30 MHz	200 MHz	35 KHz	25 Khz
Transformador	No	No	no	No	no
Topología	Derivado de un oscilador *Harley* clásico	Tres etapas de convertidores.	Oscilador + rectificador + bomba de carga	Derivado de un oscilador *Harley* clásico	arrancador +convertidor
Eficiencia	35.80%	73%	20%	50%	56%

Tabla 25 comparación de este trabajo con trabajos previos, parte 2

Comparando los valores de potencia de salida de estos trabajos incluyendo el nuestro; se observa que con excepción de [9]; lo demás están en un intervalo de 1µW-1mW, este es un resultado razonable pues los sistemas cosechadores de energía termoeléctrica se encuentra dentro de este rango como se muestra en la figura 75, una vez conociendo la potencia máxima que dispone el sistema es posible determinar un espectro de dispositivos que son capaces de funcionar con la potencia que proporciona nuestro sistema; la figura 74 presenta un diagrama general del el consumo promedio de diferentes sensores de IOT y de dispositivos, a continuación se presentan algunos sensores que son capaces de funcionar con potencias inferiores a 1 mW:

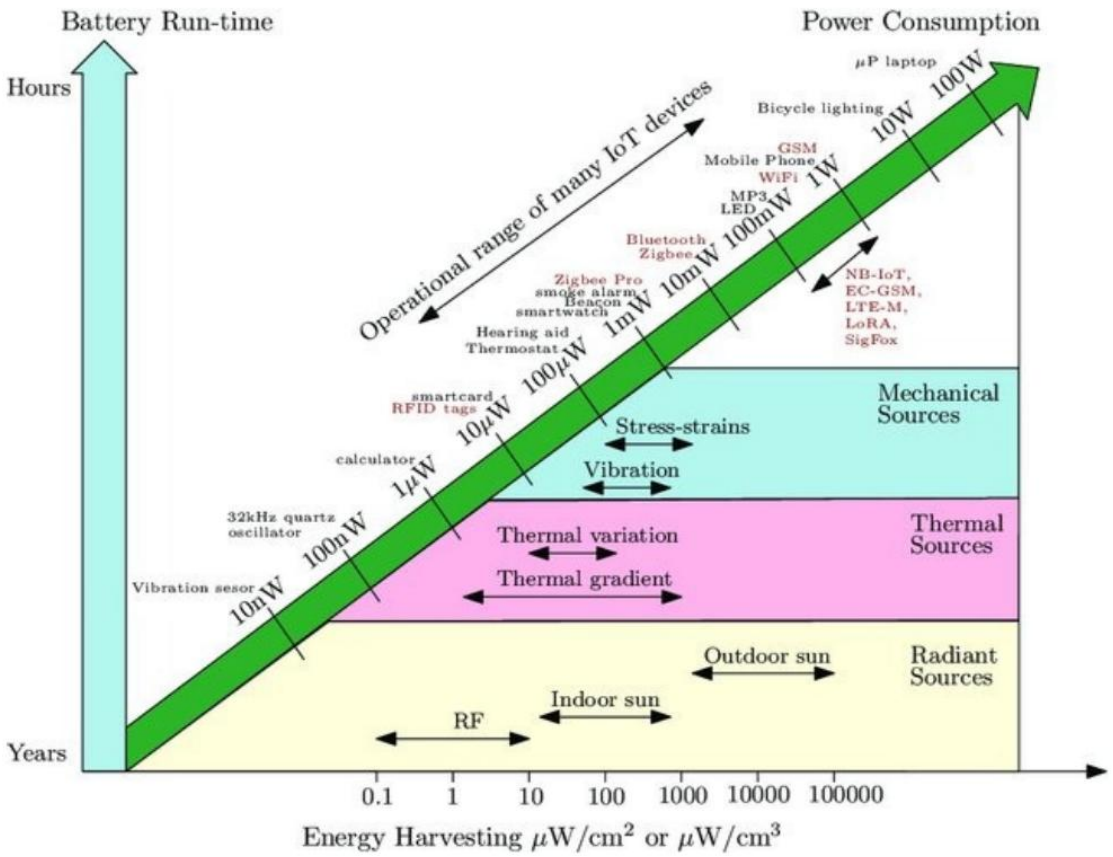


Figura 78 Rangos de operación de familias de dispositivos de IOT [48]

1 Sensores de Temperatura y Humedad:

- Sensor de temperatura de estado sólido (MEMS): Chips como el TMP117 de TI que, al medir una vez por segundo, consume apenas unos 150μW.
- Sensor de humedad de polímero capacitivo: Diseñados para agricultura inteligente, estos sensores permanecen en "deep sleep" la mayor parte del tiempo, consumiendo menos de 10μW mientras no están midiendo.

2. Sensores de Movimiento y Presencia:

- Sensor PIR (Infrarrojo Pasivo) de ultra bajo consumo: Estos sensores "escuchan" el calor ambiental. Modelos avanzados consumen menos de 50μW para detectar movimiento.
- Cámara de visión artificial de ultra baja potencia: Como la Himax WiseEye, que puede procesar imágenes básicas (detección de rostros o personas) consumiendo menos de 1mW total.

3 Sensores de Seguridad y Estado:

- Acelerómetro MEMS (Bajo consumo): Utilizados para detectar si un activo se está moviendo. Modelos como el ADXL362 consumen menos de 10μW mientras detectan movimiento continuamente.

- Sensor de rotura de cristal (Acústico): Sensores sintonizados a frecuencias específicas que "duermen" y solo consumen energía significativa si detectan el patrón acústico del vidrio rompiéndose. Modelos como el Rosslare SA-19 (Wireless) tiene un consumo en espera de 23 µW.

4 Sensores Ambientales y de Gas:

- Sensor de luz ambiental (Fotodiodo): Utilizados para control de iluminación automática. Consumen fracciones de mW (aprox. 5µW - 100µW) al convertir luz directamente en señal eléctrica. Modelos como el MAX44009 tiene un consumo aproximado de 3.3 µW.
- Sensor de presión barométrica (MEMS): Para medir altitud o cambios climáticos. Un sensor moderno consume unos 15µW realizando una medición por segundo. Modelos como el BMP581 tiene un consumo aproximado de 4.29 µW.

5 sensores biomédicos:

- Sensores de Signos Vitales "Todo en Uno": sensores pequeños (2 gramos) que monitorean la presión arterial, la frecuencia cardíaca y la respiración simultáneamente. Modelos como el MAX30101 tiene un consumo aproximado de 1.2 µW.
- Sensor CMOS de imagen para endomicroscopía: Diseñados para imágenes *in vivo*, logran consumos de energía extremadamente bajos, incluyendo el ADC (convertidor analógico-digital) que opera en el rango de los nW. Modelos como el sensor de 96x96 Píxeles tiene un consumo aproximado de 6 µW - 6.53 µW

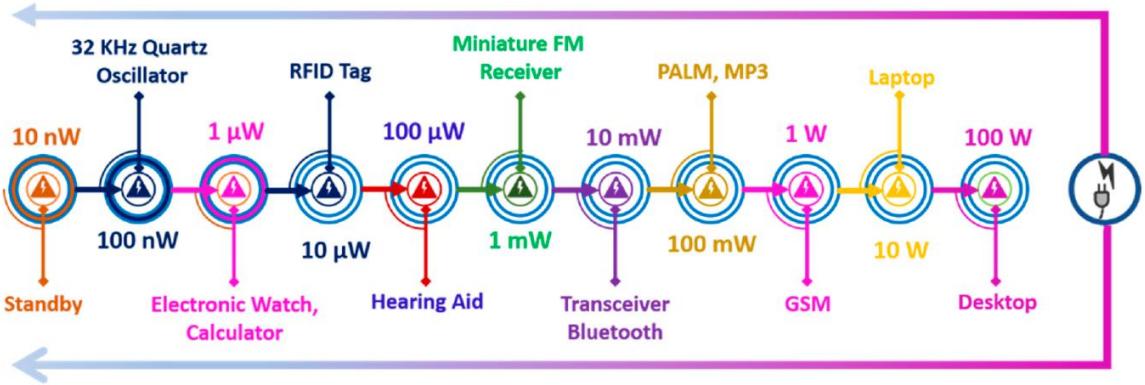


Figura 79 Consumo promedio de dispositivos y sensores de baja potencia [49]

Capítulo V

5.1 Conclusiones

I. A partir de la caracterización experimental del generador termoeléctrico TG12-4 se confirmó que, bajo gradientes térmicos reducidos (ΔT ≤ 31 °C), el dispositivo opera como una fuente de voltaje de ultra bajo nivel, con valores de tensión inferiores a 200 mV y una impedancia interna elevada. Estos resultados evidencian que la extracción eficiente de energía en este régimen no puede realizarse mediante topologías convencionales, sino que requiere un diseño específico orientado a minimizar pérdidas y garantizar la estabilidad eléctrica del sistema desde condiciones cercanas a circuito abierto.

II. La implementación de la topología de conmutación *back-to-back* con transistores mosfet, incluyendo configuraciones en paralelo, demostró ser una estrategia efectiva para reducir las pérdidas de conducción y mejorar la transferencia de potencia desde el TEG hacia el convertidor boost. Tanto en simulación como en medición experimental se observó que esta configuración permite un mejor acoplamiento eléctrico con el generador termoeléctrico, manteniendo la relación V_B/V_{oc}dentro de una región estable y evitando el colapso del sistema, incluso en condiciones de muy bajo voltaje de entrada.

III. El convertidor boost diseñado, en conjunto con el algoritmo MPPT basado en la técnica de *Open-Circuit Voltage* (OCV), permitió desplazar dinámicamente el punto de operación del sistema hacia el entorno del máximo de potencia entregada por el TEG. Se comprobó experimentalmente que el punto de máxima potencia no coincide con el punto de máxima eficiencia, resaltando la importancia de distinguir ambos conceptos en sistemas de recolección de energía. Asimismo, el análisis matemático de estabilidad, basado en los criterios V_B/V_{oc} y $R_{eq} \approx R_{TEG}$, permitió identificar de manera clara las regiones de operación estable, cercana al colapso y de colapso, validando el correcto funcionamiento del MPPT dentro de los límites seguros del sistema.

IV. Finalmente, mediante pruebas de aplicación práctica, se demostró que el sistema desarrollado es capaz de autoalimentar al microcontrolador PIC18LF4550 en modo de bajo consumo, así como de suministrar energía a sensores de ultra bajo consumo y cargar progresivamente un super-capasitor de 1 F. El análisis energético numérico confirmó que la potencia generada por el sistema excede los requerimientos promedio del microcontrolador en modo de ahorro de energía, lo que valida la operación autónoma del sistema sin necesidad de fuentes externas. Estos resultados consolidan al sistema propuesto como una solución viable para aplicaciones de electrónica autónoma y nodos de sensado autoalimentados basados en gradientes térmicos de baja magnitud.

5.2 Trabajos a futuro

Al desarrollar este sistema se observa que se abren las siguientes áreas de oportunidades:

1. Analizar la mejora en la energía generada al utilizar una configuración de dos TEG en paralelo y en serie, con el objetivo de aumentar la corriente y el voltaje recolectados.
2. Si se diseña el circuito con dispositivos que presenten menor resistencia interna, se incrementará la energía generada; sin embargo, el costo del sistema también tiende a aumentar.
3. El uso de un microcontrolador que requiera poca energía para su funcionamiento también contribuirá a mejorar la energía producida.
4. Explorar otras técnicas de PWM que no requieran un microcontrolador, por ejemplo, usando únicamente dispositivos pasivos.
5. Explorar opciones de circuitos arrancadores, como los conformados por bombas de carga.
6. Al generar más energía, se podrán utilizar otras técnicas de control MPPT y compararlas entre sí.

Apéndice 1

Aparte de este proyecto de tesis se realizó la publicación del articulo con el nombre de: "**Experimental-Simulation Comparison of Thermoelectric Generators (TEGs) for Efficient Energy Harvesting**" en el congreso RVP-AI/ROC&C'2025.

Experimental-Simulation Comparison of Thermoelectric Generators (TEGs) for Efficient Energy Harvesting.

Eduardo Yoyontzin García Villegas, Roberto Carlos Ambrosio Lázaro, Victor Rodolfo González Díaz, Carlos Roberto Ascencio Hutado.
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Puebla, Puebla
gv223470446@alm.buap.mx, roberto.ambrosio@correo.buap.mx, victrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx, col537309@colaborador.buap.mx

Carlos Aristóteles de la Cruz Blas
Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Comunicación
Universidad Publica de Navarra
Navarra, España
carlos.aristoteles@unavarra.es

Abstract— ***Thermoelectric Generators (TEG) are able to transform thermal energy into electricity due to the Seebeck thermoelectric effect. The objective of this test was to record and compare an experimental and accessible characterization by the simulation of three TEG devices TEG (TG12-4, SP_1848 y TGM_287), the gathered data during the experimental process was taken considering the TEG devices subjection to a temperature difference (ΔT) and to load resistance which goes from 1Ω to 10Ω. After that, the results were graphed in function to the voltage, current and output power. Once the experimental data was compared with the simulated ones, similar and reliable responses were obtained with a simple and more economic process, differing from more complex and expensive ones. After the three TEG comparison was finished, it can be concluded that TGM 287 presents the best output power (4.2mW) and has a lower cost.***

Keywords— Seebeck effect, Peltier effect, temperature gradient, energy harvesting, output power.

I. Introduction

This work developed the characterization of three TEG devices (TG12-4, SP_1848, and TGM_287) having as main objective to combine the experimental characterization techniques addressed in [9-11] of a TEG with the simulation of the device presented in [4-8]. In [4] the bases are explained to obtain the important parameters for the simulations where both thermoelectric generators (TEG) and thermoelectric coolers (TEC) can be simulated, providing the peculiarity to analyze the TEG with some other device or conditioning circuit in Ltspice.

Finally, voltage, current, and output power responses are compared among the three devices [9-11]. This characterization process has the advantage of being simpler, more reliable, and more accessible since the simulation allows to predict the device response and compare it to the experimental characterization. Also, it emphasizes on the difference between the device response indicated in the manual and the experimental response.

Since the XX century humanity has depended on fossil fuels to generate electricity, provoking several damages to the environment such as the greenhouse effect, ecosystem harms and then low life standards for the population. That is why the UN has stated that "a healthy environment comes to be a right" for the citizens [1].

Nowadays, by observing population lifestyle, it can be seen that power consumption has increased. According to the International Energy Agency, in 2018 the energy use was 3260 kWh per capita worldwide, in comparison with 2017, energy consumption increased by 3.4%. Mexico is not apart from that rise due to in 2018 the country used 290,100 GWh and in 2020 it was from 315,968 GWh having risen 8.91%, [2].

The former data emphasizes the necessity to harness every power supply such as renewable sources and power harvest. In contrast to other sources, power harvesting takes advantage of smaller energy sources such as movement, heat or electromagnetic waves which are able to produce small amounts of energy, showing the alternative to take those heat energies to be used in burning processes in order to generate electricity or motion energy. This is when that heat can be transformed into electricity through the use of thermoelectric currents [3].

Figure 1 shows a Thermoelectric Module diagram (TEM), described as a semiconductor device which uses thermoelectric currents to transform thermal energy into electrical or turn electric power into ΔT, those thermoelectric currents are the Seebeck, Peltier, Thompson and Joule effects, [4].

XXX-X-XXXX-XXXX-X/XX/$XX.00 ©20XX IEEE

también se realizó la publicación y exposición del articulo con el nombre "**Circuito acondicionador para un sistema de cosecha de energía basado en generadores termoeléctricos (TEG)**." En el congreso *SOMI XXXVIII Congreso de Instrumentación*

Circuito acondicionador rectificado para un sistema de cosecha de energía basado en generadores termoeléctricos (TEG).

Eduardo Yoyontzin García Villegas, Roberto Carlos Ambrosio Lázaro, Víctor Rodolfo González Díaz, Carlos Aristóteles de la Cruz Blas, Amanda Carrillo Castillo
Facultad de Ciencias de la Electrónica Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, Puebla, Universidad Pública de Navarra, España, Universidad Autónoma de Ciudad Juárez.
Puebla, Puebla, México. Pamplona, Navarra. España, Ciudad Juárez, Chihuahua, México
gv223470446@alm.buap.mx, roberto.ambrosio@correo.buap.mx, vicrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx, carlos.aristoteles@unavarra.es, amanda.carrillo@uacj.mx.

RESUMEN

Generar energía eléctrica por medio de los combustibles fósiles ha causado daños al medio ambiente, por lo tanto, en la búsqueda por combatir el daño ambiental la humanidad se ha visto en la necesidad de explorar otras fuentes de generación de energía, encontrando en la energía "desperdiciada" un área de oportunidad, por ejemplo, se puede aprovechar el calor disipado de un cuerpo o máquina para producir energía eléctrica.

Un generador termoeléctrico (TEG) utiliza una fuente de calor para generar energía eléctrica, sin embargo, la energía generada por el TEG se encuentra en el rango de los micro Watts µW por tal motivo es de menester tener un circuito acondicionador que se energice del mismo TEG y además alimente un dispositivo de baja potencia como una red de sensores, una batería, entre otros.

Actualmente se han realizado investigaciones donde se aborda el desafío de diseñar un circuito acondicionador para cosecha de energía termoeléctrica, sin embargo, estos trabajos [1-2] se han enfocado en obtener una alta eficiencia o alta amplificación de voltaje a través de sistemas complejos, voluminosos o de alto costo. En este trabajo se presenta el análisis [3], simulación y caracterización de un circuito acondicionador para un generador termoeléctrico (TEG), de igual forma se presenta el análisis del TEG TG12-4.

El circuito acondicionador se compone principalmente por un oscilador de *Hartley* modificado [4], este tiene la capacidad de amplificar voltajes pequeños alimentándose de la misma fuente, en este caso el circuito opera con un voltaje mínimo de entrada (V_{in}) de 100 mV y obteniendo un voltaje de salida (V_{out}) de 1.3 V., la potencia obtenida a una resistencia de carga de 10 MΩ fue 1.7 µW , demostrando que el sistema es apto para cosecha de energía.

PALABRAS CLAVE: oscilador, cosecha de energía, seebeck, TEG, rectificador, arrancador.

ABSTRACT

Generating electrical energy through fossil fuels has harmed the environment. Therefore, in the quest to decrease environmental damage, it is necessary to explore alternative energy sources, discovering wasted energy as an area of opportunity. For example, the heat dissipated by a body or machine can be harnessed to produce electrical energy.

De igual forma se expuso un poster en el congreso “1st International Workshop on Advances (IWA)”

La Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

A través de la Facultad de Ciencias de la Electrónica

otorga la presente

CONSTANCIA

A: **García Villegas Eduardo Yoyontzin, Ambrosio Lázaro Roberto Carlos, Gonzáles Días Victor Rodolfo, de la Cruz Blas Carlos Aristóteles**

Por su participación en la presentación del Póster: *Circuito acondicionador para un sistema de cosechamiento de energía basado en generadores termoeléctricos (TEG).*

En el marco del Congreso **1st. International Workshop on Automation**

Realizado del 30 de junio al 04 de julio de 2025

“Pensar bien, para vivir mejor”

H. Puebla de Z., a 25 de septiembre de 2025

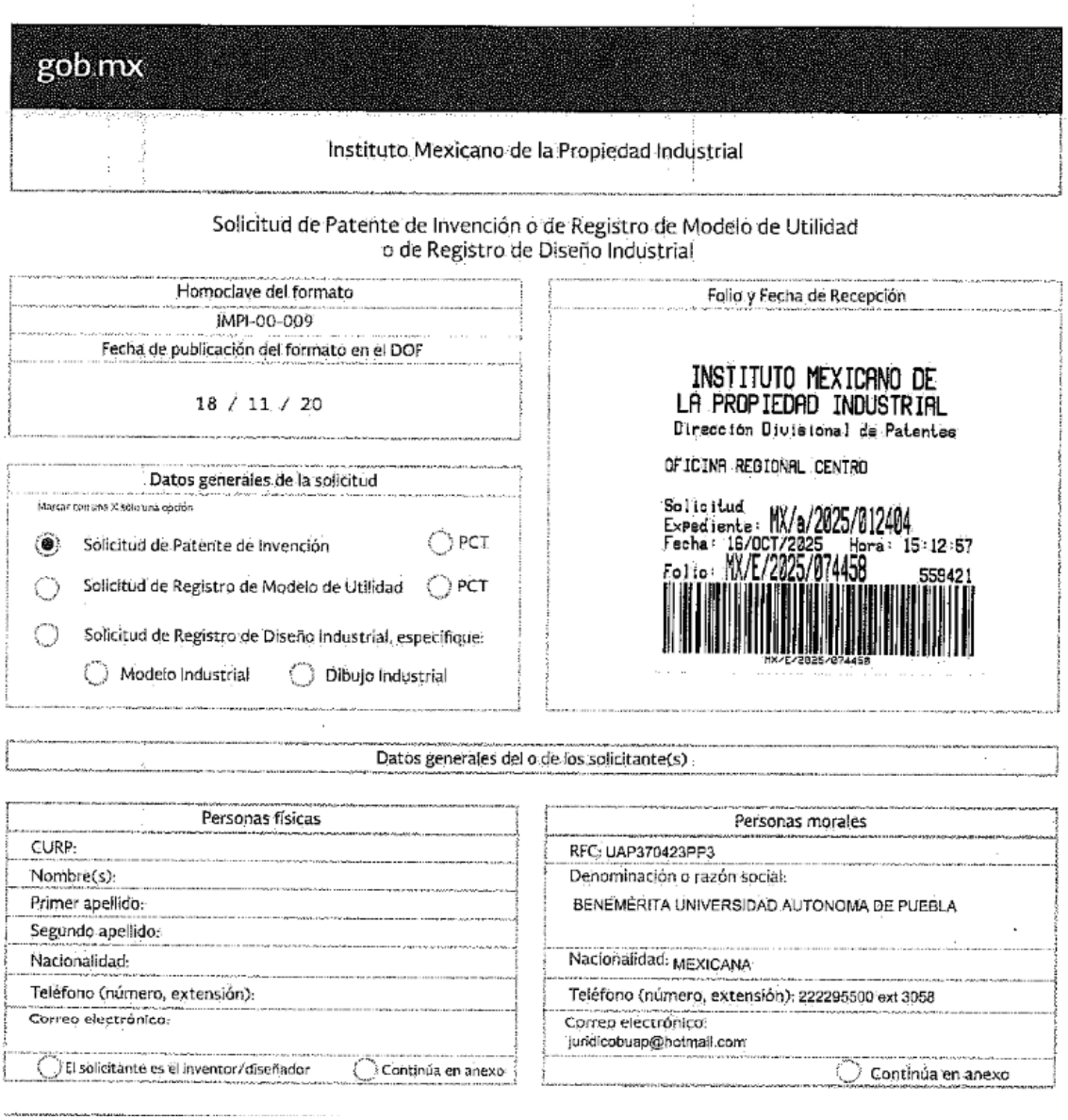
Dr. Carlos Contreras Cruz

Director General de Educación Continua

BUAP

Registro:
DGEC - BUAP - Fac. Cs. Electrón. - P / Congr. - 023 / 25
Folio: 56, Foja 677
Del libro de Registros 01/25

También se informa que de manera grupal se desarrolló el proyecto con el nombre de “Trazado de circuito de identificador RFID para roedores” cuya solicitud de patente va avanzando



gob mx

Instituto Mexicano de la Propiedad Industrial

Solicitud de Patente de Invención o de Registro de Modelo de Utilidad o de Registro de Diseño Industrial

Homoclave del formato

IMPI-00-009

Fecha de publicación del formato en el DOF

18 / 11 / 20

Folio y Fecha de Recepción

INSTITUTO MEXICANO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL
Dirección Divisional de Patentes
OFICINA REGIONAL CENTRO
Solicitud
Expediente: MX/a/2025/012404
Fecha: 16/OCT/2025 Hora: 15:12:57
Folio: MX/E/2025/074458 559421

Datos generales de la solicitud

Marcar con una X solo una opción

- (●) Solicitud de Patente de Invención ( ) PCT
- ( ) Solicitud de Registro de Modelo de Utilidad ( ) PCT
- ( ) Solicitud de Registro de Diseño Industrial, especifique:
  - ( ) Modelo Industrial
  - ( ) Dibujo Industrial

Datos generales del o de los solicitante(s)

Personas físicas

CURP:
Nombre(s):
Primer apellido:
Segundo apellido:
Nacionalidad:
Teléfono (número, extensión):
Correo electrónico:
( ) El solicitante es el inventor/diseñador ( ) Continúa en anexo

Personas morales

RFC: UAP370423PP3
Denominación o razón social:
BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTONOMA DE PUEBLA
Nacionalidad: MEXICANA
Teléfono (número, extensión): 222295500 ext 3058
Correo electrónico:
juridicobuap@hotmail.com
( ) Continúa en anexo

Apéndice 2

Se realizó una estancia en la Universidad Autónoma de Ciudad Juárez chihuahua

Dirección General de Investigación y Transferencia Tecnológica

Subdirección de Investigación

UACJ INSPIRA EL FUTURO

Asunto : Carta de liberación.

Mc. Ana María Rodríguez Domínguez

Coordinadora de la Maestría de Ingeniería Electrónica
opción Instrumentación Electrónica.
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla (BUAP)

Reciba un cordial saludo.

Por medio de la presente, me permito certificar que el Ing. García Villegas Eduardo Yoyontzin, estudiante de la Maestría en Ingeniería Electrónica, con opción en Instrumentación Electrónica, ha concluido satisfactoriamente su estancia de investigación en la **Universidad Autónoma de Ciudad Juárez**, dentro del período comprendido entre el 16 de junio al 16 de agosto del 2025.

Durante su permanencia en nuestra institución, el Ing. García Villegas Eduardo Yoyontzin aportó en el proyecto titulado: **"CARACTERIZACIÓN DE CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO PARA UN COSECHADOR DE ENERGÍA TERMOELÉCTRICO."**

Este trabajo de investigación fue ejecutado bajo los lineamientos y requerimientos solicitados por la **Universidad Autónoma de Ciudad Juárez**, contando con un alto nivel académico.

En virtud de lo anterior, y a solicitud del interesado, se expide la presente **Carta de Liberación**, la cual acredita la finalización exitosa de su estancia, con el propósito de ser utilizada en los trámites que el estudiante considere pertinentes.

Sin otro particular, y agradeciendo la confianza depositada en nuestra institución, me despido cordialmente.

Atentamente

Dra. Amanda Carrillo Castillo

Subdirectora de investigación de la
Universidad Autónoma de Ciudad Juárez
Responsable del Laboratorio de Electrónica
Flexible
amanda.carrillo@uacj.mx

UACJ
DIRECCIÓN GENERAL DE INVESTIGACIÓN Y TRANSFERENCIA TECNOLÓGICA

Av. Plutarco Elías Calles 1210, Fovissste Chamizal, C.P. 32310, A.P. 100, Ciudad Juárez, Chih., México. Teléfono: 656 688 2296

Asesorías de matemáticas

Como actividad de retribución social el alumno de maestría Garcia Villegas Eduardo Yoyontzin realizó asesorías a alumnos de segundo y tercer semestre de licenciatura en electrónica, estas se impartieron en la facultad de ciencias de la electrónica en el edificio FCE 302 en el laboratorio de digitales, dichas asesorías corresponden a la asignatura de matemáticas elementales (calculo I), a los alumnos se les apoyó con los siguientes temas; inecuaciones (desigualdades), valor absoluto, funciones, dominio e imagen de funciones, funciones pares e impares, operaciones con funciones, definición de límite formal e informal, operaciones con límites, desigualdad del triángulo aplicada a los límites, límites de funciones trigonométricas, límites unilaterales, continuidad, límites al infinito, derivada, operaciones con la derivada y reglas para encontrar la derivada.

Para llevar a cabo las asesorías se mantenía comunicación con los alumnos de licenciatura con el objetivo de saber que temas estaban llevando y que dudas tenían en dichos temas, posteriormente se elegían ejercicios donde se resaltaban las dudas a resolver o aclarar de los alumnos.



Apéndice 3

A continuación, se presenta el código en el software *C Compiler* para poder llevar a cabo el algoritmo *MPPT*:

```
#include <18LF4550.h>

#fuses INTRC_IO, NOWDT, NOPROTECT, LVP, NODEBUG, NOMCLR

#use delay(clock=8000000)


#define MOSFET_BTB   PIN_B0


#define ADC_VOC      0    // AN0

#define ADC_VIN      1    // AN1

#define ADC_VOUT     2    // AN2


#define K_FOCV       0.5  // MPPT por FOCV


// Limites de D

#define DUTY_STARTUP 300  // ~95%

#define DUTY_MIN     145  // NO bajar más (evita apagado)45%

#define DUTY_MAX     315


// ---- Voltajes ----

#define VOUT_TARGET  3.3

#define VOUT_START   3.0  // Histeresis


// Variables

float Voc, Vin, Vout, Vref;

int16 duty = DUTY_STARTUP;

int16 adc_val;
```

```
int1 mppt_enable = 0;

//Funciones
float read_voltage(int channel)
{
   set_adc_channel(channel);
   delay_us(30);
   adc_val = read_adc();
   return ((float)adc_val * 3.3) / 1023.0;
}

void main()
{
   setup_oscillator(OSC_8MHZ);

   // PWM
   setup_timer_2(T2_DIV_BY_1, 79, 1);   // 25 kHz
   setup_ccp1(CCP_PWM);
   set_pwm1_duty(duty);

   // ADC
   setup_adc_ports(ALL_ANALOG);
   setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

   // I-O
   output_high(MOSFET_BTB);  // TEG conectado siempre

   delay_ms(500);
```

```
while(TRUE)
{
    // medir Vou
    Vout = read_voltage(ADC_VOUT);

    //arranque
    if (!mppt_enable)
    {
        duty = DUTY_STARTUP;
        set_pwm1_duty(duty);

        if (Vout >= VOUT_TARGET)
        {
            mppt_enable = 1;   // Entrar a MPPT
        }

        delay_ms(200);
        continue;
    }

    //MPPT activo

    //  Medir Voc
    output_low(MOSFET_BTB);    // Desconectar TEG
    delay_ms(20);
    Voc = read_voltage(ADC_VOC);

    Vref = K_FOCV * Voc;
```

```
    // Reconectar TEG
    output_high(MOSFET_BTB);
    delay_ms(10);

    //  Medir Vin
    Vin = read_voltage(ADC_VIN);

    // algoritmo MPPT
    if (Vin < Vref)
        duty += 1;
    else
        duty -= 1;

    // definition de limites
    if (duty > DUTY_MAX) duty = DUTY_MAX;
    if (duty < DUTY_MIN) duty = DUTY_MIN;

    //  Protección por caída de Vout
    if (Vout < VOUT_START)
    {
        mppt_enable = 0;   // Volver a ARRANQUE
    }

    set_pwm1_duty(duty);

    delay_ms(1000);   // Periodo MPPT
}
```

Referencias

[1]. ONU. (s.f.). *Decisión histórica: la ONU declara que el medio ambiente saludable es un derecho humano*. UNEP. https://www.unep.org/es/noticias-y-reportajes/reportajes/decision-historica-la-onu-declara-que-el-medio-ambiente-saludable

[2]. SEGOB. “Demanda y consumo 2021-2035”. gob.mx. Accedido el 17 de octubre de 2024. [En línea]. Disponible: https://www.gob.mx/cms/uploads/attachment/file/649612/PRODESEN_CAP_TULO-4.pdf

[3]. ONU.*Objetivos de desarrollo sostenible*. (s.f.). ONU. https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/energy/

[4]. CFE.“Portal CFE”. CFE - Buscador. Accedido el 17 de octubre de 2024. [En línea]. Disponible: https://app.cfe.mx/Aplicaciones/OTROS/Boletines/boletin?i=2383

[5] D. Enescu, “Thermoelectric Energy Harvesting: Basic Principles and Applications”, en Green Energy Advances. IntechOpen, 2019. Accedido el 8 de abril de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.5772/intechopen.83495

[6] S. Priya, & Inman, D. J. (Eds.). (2009). *Energy Harvesting Technologies*. Springer US. https://doi.org/10.1007/978-0-387-76464-1

[7] P.-H. Chen y P. M.-Y. Fan, “An 83.4% Peak Efficiency Single-Inductor Multiple-Output Based Adaptive Gate Biasing DC-DC Converter for Thermoelectric Energy Harvesting”, *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Regular Papers*, vol. 62, n.º 2, pp. 405–412, febrero de 2015. Accedido el 6 de septiembre de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1109/tcsi.2014.2360765

[8] J. M. Damaschke, (1997). Design of a low-input-voltage converter for thermoelectric generator. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(5), 1203–1207. https://doi.org/10.1109/28.633797

[9] C. Peters, J. Handwerker, D. Maurath, & Y. Manoli. (2010). An ultra-low-voltage active rectifier for energy harvesting applications. En *2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS 2010*. IEEE. https://doi.org/10.1109/iscas.2010.5537413

[10] L. Colalongo, D. I. Leu, A. Richelli y Z. Kovacs, “Ultra-Low Voltage Push-Pull Converter for Micro Energy Harvesting”, IEEE Trans. Circuits Syst. II: Exp. Briefs, vol. 67, n.º 12, pp. 3172–3176, diciembre de 2020. Accedido el 13 de agosto de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1109/tcsii.2020.2965551

[11] M. Lallart, L. V. Phung y B. Massot, “Transformer-Free, Off-the-Shelf Electrical Interface for Low-Voltage DC Energy Harvesting”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, n.º 7, pp. 5580–5589, julio de 2018. Accedido el 9 de septiembre de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1109/tie.2017.2777402

[12] J. C. Castellano-Aldave, C. A. De La Cruz-Blas y A. Carlosena, “A Novel Ultra-Low Input Voltage and Frequency Self Starting AC-DC Boost Converter for Micro Energy Harvesting”, *IEEE Sensors Lett.*, pp. 1–4, 2024. Accedido el 13 de agosto de 2024. [En línea]. Disponible: https://doi.org/10.1109/lsens.2024.3387272

[13] Weng, P.-S., Tang, H.-Y., Ku, P.-C., & Lu, L.-H. (2013). 50 mV-Input Batteryless Boost Converter for Thermal Energy Harvesting. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 48(4), 1031–1041. https://doi.org/10.1109/jssc.2013.2237998

[14] G. Bassi, L. Colalongo, A. Richelli, & Z. Kovacs-Vajna, (2012). A 150mV-1.2V fully-integrated DC-DC converter for Thermal Energy Harvesting. En *2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012)*. IEEE. https://doi.org/10.1109/speedam.2012.6264597

[15] E. Brownell, & M. Hodes (2014). Optimal Design of Thermoelectric Generators Embedded in a Thermal Resistance Network. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, *4*(4), 612–621. https://doi.org/10.1109/tcpmt.2013.2295169

[16] R. D. Michael (2010). *Thermoelectrics Handbook: Macro to Nano*. Taylor & Francis Group.

[17] C. R Ascencio-Hurtado, R. C Ambrosio Lázaro, J. J. Estrada-López, & A. Torres Jacome, (2023). Review of Si-Based Thin Films and Materials for Thermoelectric Energy Harvesting and Their Integration into Electronic Devices for Energy Management Systems. *Eng*, *4*(2), 1409–1431. https://doi.org/10.3390/eng4020082

[18] N. Mohan (2009). *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. McGraw-Hill Interamericana Editores S.A. de C.V.

[19] M. H.Rashid, (1999). *Electronica de Potencia - Circuitos, Dispositivos*. Prentice Hall.

[20] G. M. S. Azevedo, *Control of Photovoltaic Systems: MPPT and Connected Grid*, 1ra ed. Nueva York, NY, EE. UU.: Wiley-IEEE Press, 2022.

[21] N. Kumar, B. Singh, y B. K. Panigrahi, "Integration of Solar PV With Low-Voltage Weak Grid Using Particle Swarm Optimization Based MPPT Control Strategy," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 1, pp. 317-327, ene. 2020, doi: 10.1109/TSTE.2019.2891286.

[22] M. A. Fadhil y J. R. Mahmood, "Implementation of Fractional Voltage and Current Based MPPT Techniques Using PLC and HMI," *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 10, no. 3, pp. 80-85, jun. 2022, doi: 10.11648/j.jeee.20221003.12.

[23] M. S. Hossain, "An Enhanced Fractional Open Circuit Voltage MPPT Method for Rapid and Precise MPP Tracking in Standalone Photovoltaic Systems," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 1-15, ene. 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2025.3536841.

[24] R. I. Ahmed, "Assessment of the Incremental Conductance Maximum Power Point Tracking Algorithm," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 1, pp. 21-33, ene. 2012, doi: 10.1109/TSTE.2011.2162202.

[25] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, y M. Vitelli, "Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 963-973, jul. 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.850975.

[26] K. Ogata. (1989). *Ingenieria De Control Moderno*. Prentice Hall (a Pearson Education company).

[27] W. Bolton. (2001). *Ingenieria de Control - 2b: Edicion*. Alfaomega Grupo Editor.

[28] KRYOTHERM. (s.f.). *SPECIFICATION OF GENERATING THERMOELECTRIC MODULES TGM-127-1.4-1.5*. http://kryothermtec.com/. http://kryothermtec.com/assets/dir2attz/ru/TGM-127-1.4-1.5.pdf

[29] O.Ando Junior, N.Calderon & S. de Souza (2018). Characterization of a Thermoelectric Generator (TEG) System for Waste Heat Recovery. *Energies*, *11*(6), 1555. https://doi.org/10.3390/en11061555

[30] D. Sanin-Villa, E. Henao-Bravo, J. P. Villegas-Ceballos, & F. Chejne (2023). Experimental Characterization of a Thermoelectric Generator System. En *2023 IEEE Latin American Electron Devices Conference (LAEDC)*. IEEE. https://doi.org/10.1109/laedc58183.2023.10209119

[31] M. Tahhan, & A. M. Bazzi (2014). A uniform temperature test rig for thermoelectric generator characterization and testing. En *2014 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*. IEEE. https://doi.org/10.1109/peci.2014.6804541

[32] marlow industries inc. (s.f.). *Thermoelectric Cooler SP1848 102*. alldatasheet.com. https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/164951/ETC1/SP1848.html

[33] Marlow Industries Inc. (s.f.). *Technical Data Sheet for TG12-4*. digikey.com.mx. https://www.digikey.com.mx/en/htmldatasheets/production/1958587/0/0/1/tg12-4-datasheet

[34] A. Hayat, D. Sibtain, A. F. Murtaza, S. Shahzad, M. S. Jajja, y H. Kilic, "Design and Analysis of Input Capacitor in DC–DC Boost Converter for Photovoltaic-Based Systems," *Sustainability*, vol. 15, no. 7, p. 6321, abr. 2023, doi: 10.3390/su15076321.

[35] H. Wang, "A Boost Converter Design with Low Output Ripple Based on Harmonics Feedback," *arXiv*, art. no. arXiv:1901.10020, ene. 2019. [En línea]. Disponible: https://arxiv.org/abs/1901.10020

[36] A. F. Witulski, "Bidirectional current control using MOSFET switches," en *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 1992, pp. 123–129, doi: 10.1109/PESC.1992.254707.

[37] E. Maqueda, J. Rodas, R. Gregor, y F. Villalba, "Design and Implementation of a Modular Bidirectional Switch Using SiC-MOSFET for Power Converter Applications," *Active and Passive Electron. Compon.*, vol. 2018, art. no. 8738491, 2018, doi: 10.1155/2018/8738491.

[38] H.-M. Ryu, "Highly Efficient High-Voltage MOSFET Converter with Bidirectional Power Flow Legs," *J. Power Electron.*, vol. 14, no. 2, pp. 341–349, mar. 2014, doi: 10.6113/JPE.2014.14.2.341.

[39] M. Nawaz, J. Rabkowski, y D. Peftitsis, "Common-Drain Bidirectional 1200-V SiC MOSFETs," *Mater. Sci. Forum*, vol. 1004, pp. 882–888, 2020, doi: 10.4028/www.scientific.net/MSF.1004.882.

[40] Texas Instruments, "Achieve Bidirectional Control and Protection Through Back-to-Back Connected eFuse Devices," Application Report SLVA948, 2018. [En línea]. Disponible: https://www.ti.com/lit/an/slva948/slva948.pdf

[41] Infineon Technologies, "Ensuring the Safe Operation of MOSFETs in Bidirectional Protection Power Switch Applications," White Paper, 2023. [En línea]. Disponible: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Whitepaper_Safe_Operation_of_MOSFETs_in_bidirectional_protection_power_switch_applications-Whitepaper-v01_00-EN.pdf

[42] P. Horowitz y W. Hill, *The Art of Electronics*, 3ra ed. Cambridge, Reino Unido: Cambridge Univ. Press, 2015. [En línea]. Disponible: https://artofelectronics.net/

[43] A. Khaligh y O. C. Onar, *Energy Harvesting: Solar, Wind, and Ocean Energy Conversion Systems*. Boca Raton, FL, EE. UU.: CRC Press, 2017, pp. 125-140. [En línea]. Disponible: https://www.routledge.com/9781138074811

[44] Y. Z. Huang, M. C. Hsu, K. S. Huang, y C. H. Li, "A Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Methods for Thermoelectric Generation Systems," *Energies*, vol. 12, no. 13, p. 2585, jul. 2019, doi: 10.3390/en12132585. Disponible: https://doi.org/10.3390/en12132585

[45] E. J. Carlson, K. Strunz, y B. P. Otis, "A 20 mV Input Boost Converter with Efficient Maximum Power Point Tracking for Thermoelectric Energy Harvesting," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 741-750, abr. 2010, doi: 10.1109/JSSC.2010.2040120. Disponible: https://ieeexplore.ieee.org/document/5437494

[46] S. M. Kim, R. Amirtharajah, “Energy scavenging using a thermoelectric generator and ultra-low-voltage DC–DC converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2755–2765, Nov. 2009.

[47] Y. K. Tan, S. K. Panda, “Energy harvesting from hybrid indoor ambient light and thermal energy sources for enhanced performance of wireless sensor nodes,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4424–4435, Sep. 2011.

[48] B. Franciscatto, “Design and implementation of a new low-power consumption DSRC transponder,” Ph.D. dissertation, Université Grenoble Alpes, Grenoble, Francia, 2014.

[49] M. K. Mishu *et al.*, “Prospective Efficient Ambient Energy Harvesting Sources for IoT-Equipped Sensor Applications,” *Electronics*, vol. 9, no. 12, p. 2129, dic. 2020, doi: 10.3390/electronics9122129.