



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Pruebas de Vida Acelerada a un Convertidor para
Aplicaciones Fotovoltaicas

presentada por

Ing. Guadalupe Jasmín Muñoz Salazar

como requisito para la obtención del grado de

**Maestra en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich

Codirector de tesis

Dr. Jesús Aguayo Alquicira

Cuernavaca, Morelos, México. Febrero de 2021.



Cuernavaca, Mor.,
No. de Oficio:
Asunto:

11/enero/2021

DIE/003/2021

Aceptación de documentos de tesis

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial de la **C. Guadalupe Jasmín Muñoz Salazar**, con número de control M17CE062 de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "Pruebas de Vida Acelerada a un Convertidor para aplicaciones Fotovoltaicas" y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4033213

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Jesús Aguayo Alquicira
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

REVISOR 1

Dr. Carlos Aguilar Castillo
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3581040

REVISOR 2

Dr. Luis Gerardo Vela Valdés
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 7980044

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente

HEE/rr.



Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

Cuernavaca, Mor.,

19/enero/2021

No. de Oficio:

SAC/18/2021

Asunto:

Autorización de
impresión de tesis

GUADALUPE JASMÍN MUÑOZ SALAZAR
CANDIDATA AL GRADO DE MAESTRA EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E

Por este conducto tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "Pruebas de vida Acelerada a un Convertidor para aplicaciones Fotovoltaicas", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

A T E N T A M E N T E

"Excelencia en Educación Tecnológica"

"Educación Tecnológica al Servicio de México"

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



**CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA**

C.c.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares

Expediente

CMAZ/CHG



Resumen

Una de las aplicaciones de los convertidores electrónicos de potencia es transformar la energía eléctrica de una fuente renovable. Cuando se utiliza un convertidor electrónico, el usuario confía en que obtendrá calidad en los parámetros de salida y una vida útil similar al sistema de energía renovable con el que se conecte. Por esta razón, es importante conocer cómo afectan las condiciones ambientales al convertidor electrónico.

Las condiciones ambientales se agrupan en tres rubros: temperatura, humedad y viento. La temperatura indica la cantidad de calor que percibe un objeto, la humedad es el vapor que rodea al objeto y el viento es el movimiento del aire alrededor del objeto. Cada uno de estos rubros afectan al convertidor electrónico, pero los fabricantes no indican en qué proporción o de qué manera se afectará el rendimiento del sistema cuando envejezca.

En esta tesis se desarrolla un estudio relacionado con el convertidor tipo elevador (*Boost*) cuando se somete a esfuerzos con alta temperatura y con un factor de aceleración de 35.6. El estrés se aplicó a 10 ejemplares en dos etapas: la primera de 0 a 168 horas; y la segunda de 168 a 336 horas. Se llevó a cabo una caracterización en tres momentos: a las 0, a las 168 y a las 336 horas. Los parámetros que se analizaron fueron: la frecuencia de operación, el ciclo de trabajo, la ganancia del convertidor, el rizo de voltaje a la salida y el rizo de corriente en la entrada. Después de que se caracterizaron los parámetros, se desarrolló un análisis para determinar cuál fue el porcentaje de cambio en cada uno de ellos, y si el cambio representó un impacto significativo a un nivel de confianza del 95%.

Abstract

One of the many applications of electronic power converters is to transform the electrical energy provided by a renewable source. When using an electronic converter, the user expects to obtain high-quality output parameters, and a service life similar to the renewable energy system with which it is connected. For this reason, it is important to know how environmental conditions affect the electronic converter.

Environmental conditions are grouped into three categories: temperature, humidity, and wind. Temperature indicates the amount of heat an object perceives, humidity is the vapor that surrounds the object, and the wind is the movement of air around the object. Each of these conditions affects the electronic converter, but the manufacturers do not indicate to what extent or in what way the performance of the system will be affected as it ages.

In this thesis, a study is conducted on the boost converter when it is subjected to stress with high temperature and with an acceleration factor of 35.6. The stress was applied to 10 subjects in two stages: the first from 0 to 168 hours; and the second from 168 to 336 hours. The data was categorized at three different times: at 0, 168, and 336 hours. The analyzed parameters were: the operating frequency, the duty cycle, the gain of the converter, the voltage ripple at the output, and the current ripple at the input. After the parameters were categorized, an analysis was developed to determine what was the percentage of change in each of them, and if the change represented a significant impact at a confidence level of 95%.

Dedicatoria

*Porque ha puesto la mirada en la humilde sierra suya,
y ved aquí el motivo porque me tendrá por dichosa y feliz,
todas las generaciones.*

A Dios: por no soltarme nunca de su mano y mandarme a las personas correctas en el tiempo y espacio adecuado; por darme una madre que me llena de valentía y que día a día me anima a seguir adelante en mi sueño de ser una investigadora; porque en estos años de maestría me permitió conocer a Heriberto, quien me llena de amor y de risas a pesar de mi mal humor; quien me ha dado una familia que apoya mis decisiones, aunque me equivoco están conmigo para enfrentar las consecuencias.

Agradecimientos

Agradezco a mi familia, por amarme y estar a mi lado en momentos difíciles.

Gracias Heriberto por permanecer a mi lado en todas las situaciones, por tu amor y tu paciencia.

A Alan, por animarme y ayudarme con las materias en la maestría.

A los doctores Cornelio Morales y Humberto Jiménez, ustedes me mostraron el camino de la ciencia y me llenaron de ánimo, enseñanzas y fe.

A mis compañeros de Gaudio Coelesti, porque con ellos puedo alabar a Nuestro Padre Eterno y a Nuestra Madre Santa que me bendicen cada día.

A la maestra Ángela, por su tiempo, paciencia, amabilidad y enseñanzas en la estadística, una ciencia muy dura para mí.

Al maestro Miguel Zapata y a la Gerencia de Equipos Eléctricos del INEEL por la calidez humana cuando solicité su apoyo para usar el inversor.

Gracias Dr. Calleja, por guiarme en mi tesis, usted sembró una semilla de conocimiento, de querer ir más allá y no conformarme con lo mínimo.

A los doctores Rodolfo Vargas y Jarniel García, muchas gracias por ayudarme con los equipos del laboratorio LELPER, ustedes fueron pieza fundamental en la obtención de los datos.

Al Dr. Jesús Aguayo por sus consejos.

A mis revisores, Dr. Carlos Aguilar y Dr. Luis Gerardo Vela, muchas gracias por sus observaciones.

A los doctores del área de Electrónica de Potencia, licenciada Patricia Armas y la Dra. Leticia Sánchez Lima, que con paciencia me ayudaron a resolver mis dudas.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por el apoyo económico que me brindó durante dos años para cumplir una meta de vida y al TecNM por el préstamo de las instalaciones que fueron base fundamental para elaborar este tema de tesis.

Simbología

α	Nivel de significancia en prueba pareada	H_c	Fuerza coercitiva
A_{core}	Volumen del núcleo	H_1	Hipótesis alternativa
B	Densidad de flujo magnético	H_o	Hipótesis nula
B_{ac}	Densidad de flujo en corriente alterna	I_f	Corriente directa en el diodo
B_{mf}	Constante que caracteriza el mecanismo de falla	I_{fsm}	Corriente directa transitoria en el diodo
B_o	Densidad de flujo inicial	I_L	Corriente promedio en el inductor
B_{pico}	Densidad de flujo pico	I_{max}	Corriente máxima promedio
B_r	Densidad de flujo en magnetización remante	I_o	Corriente de salida promedio
B_{sat}	Densidad de flujo en saturación	K_B	Constante de Boltzmann
C	Capacitancia	L	Inductancia
C_f	Cantidad de fallas	L_{max}	Inductancia máxima
D	Ciclo de trabajo	λ	Tasa de fallas
DT_{V4}	Ciclo de trabajo en el TL494CN	M	Ganancia
DT_{VG}	Ciclo de trabajo en la compuerta del IRLZ34	MPL	Longitud de la trayectoria magnética
DT_{VR}	Ciclo de trabajo en el MIC4420YN	μ	Permeabilidad
ΔB_C	Densidad de flujo máxima	μ_o	Permeabilidad del aire
ΔI_L	Rizo de corriente en el inductor	μ_r	Permeabilidad relativa
ΔV_C	Rizo de voltaje en el capacitor	n	Número de elementos
E_a	Energía de activación	N	Número de vueltas
f	Frecuencia de conmutación	η_{EURO}	Eficiencia europea
FA	Factor de aceleración	P	Potencia
F_{falla}	Número de fallas	$P(s)$	Probabilidad de no fallas
F_{V4}	Frecuencia de salida en el TL494CN	R_{DS}	Resistencia de drenaje a fuente
F_{VG}	Frecuencia en la compuerta del IRLZ34	S	Sección del núcleo
F_{VR}	Frecuencia de salida en el MIC44YN	s_d	Desviación estándar
gl	Grados de libertad	t	Vida típica en condiciones normales
H	Intensidad del campo magnético	t'	Vida en condiciones aceleradas
		t_{prueba}	Estadístico de prueba

t_{tr}	Tiempo de recuperación inversa en el diodo
T	Temperatura en grados Kelvin
T_D	Diferencia del recíproco de la temperatura
T_f	Tiempo en que ocurren C fallas
T_H	Temperatura de estrés
T_o	Temperatura de operación
T_R	Temperatura de referencia
V_C	Voltaje del capacitor
V_{DS}	Voltaje de drenaje a fuente
V_{DSs}	V_{DS} sobredimensionado
vel	Velocidad de reacción de Arrhenius
V_F	Voltaje de umbral en el diodo
V_{GS}	Voltaje de compuerta a fuente
V_{GSth}	Voltaje de umbral de compuerta a fuente
V_i	Voltaje de entrada
V_N	Volumen del núcleo
V_o	Voltaje de salida
V_{rrm}	Voltaje inverso repetitivo en el diodo
$V(T)$	Vida útil

Acrónimos

2LVSI	<i>Single-stage 2-level.</i> Inversor de fuente de voltaje con una etapa y dos niveles.
2LZSI	<i>2-Level Z-source inverter.</i> Inversor de dos niveles con fuente Z.
2VLSI+BC	<i>2-level VSI (voltage source inverters) with adjusting input side DC/DC boost converter.</i> Inversor de fuente de voltaje de dos niveles con ajuste CD-CD con convertidor tipo elevador.
3LI+BC	<i>3-level I-type topology.</i> Topología multinivel tipo I de tres niveles con un inversor tipo elevador.
3LT+BC	<i>3-level T-type topology.</i> Topología multinivel tipo T de tres niveles con convertidor tipo elevador.
CD	Corriente directa.
DFR	<i>Design process for reliability.</i> Proceso de diseño para la confiabilidad.
EACVC	Evaluar-analizar-corregir-verificar-ciclar.
HALT	<i>Highly accelerated life test.</i> Prueba de vida altamente acelerada.
HAST	<i>Highly Accelerated Stress Screening.</i> Detección de estrés altamente acelerada.
IGCT	<i>Integrated gate-commutated thyristor.</i> Tiristor controlado por compuerta integrada.
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor.</i> Transistor de compuerta aislada.
GTO	<i>Gate turn-off thyristor.</i> Tiristor.
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor.</i> Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor.
MTBF	<i>Mean time between failures.</i> Tiempo medio entre fallas.
MTTF	<i>Mean time to failure.</i> Tiempo medio a la ocurrencia de la falla.
MTTR	<i>Mean time to recover.</i> Tiempo medio a la reparación.
PCB	<i>Printed circuit board.</i> Tarjeta de circuito impreso.
PWM	<i>Pulse-width modulation.</i> Modulación por ancho de pulso.
POFOD	<i>Probability of failure on demand.</i> Probabilidad de falla en demanda.
ROCOF	<i>Rate of change of frequency.</i> Tasa de ocurrencias de falla.
STF	<i>Stress to fail.</i> Estrés a falla.
TC	<i>Thermal Cycle.</i> Ciclo térmico.
TTF	<i>Time to fail.</i> Tiempo a la ocurrencia de la falla.

Contenido

Resumen.....	IV
Abstract.....	V
Dedicatoria.....	VI
Agradecimientos	VII
Simbología	VIII
Acrónimos.....	X
Figuras.....	XIII
Tablas.....	XV
1. Introducción	1
1.1. Ubicación de la Problemática.....	1
1.2. Planteamiento del problema	2
1.3. Propuesta de Solución	2
1.4. Objetivos	2
1.4.1. Objetivo General.....	2
1.4.2. Objetivos Específicos.....	2
1.5. Meta.....	3
1.6. Justificación.....	3
2. Estado del Arte.....	4
3. Marco Teórico.....	13
3.1. La ecuación de Arrhenius y su aplicación en las pruebas aceleradas	13
3.1.1. Parámetros en la confiabilidad.....	17
3.2. Confiabilidad.....	20
3.2.1. Pruebas de vida acelerada	20
3.2.2. Ciclo de mejora en la confiabilidad	21

3.2.3. Uso de esfuerzos y pruebas de confiabilidad	22
3.3. Componentes utilizados en el convertidor tipo elevador	24
3.3.1. Inductor	24
3.3.2. Capacitor	27
3.3.3. Diodo.....	29
3.3.4. MOSFET.....	32
3.4. Sobredimensionamiento	34
3.5. Prueba de Hipótesis	35
3.5.1. La Hipótesis Nula y la Hipótesis Alternativa	35
3.5.2. Nivel de Significancia.....	35
3.5.3. Prueba t por pares.....	36
4. Pruebas de Vida Acelerada en el Convertidor elevador	37
4.1. Diseño del convertidor objeto de pruebas	37
4.2. Determinar la secuencia de pruebas de vida acelerada y los factores de aceleración correspondientes	47
4.3. Aplicación de diferentes esfuerzos a los convertidores	52
4.4. Identificación de los elementos más propensos a fallas	58
5. Conclusiones y trabajos futuros	68
6. Referencias.....	69
7. Anexo A	74

Figuras

Figura 2-1. Predicción de tasa de fallas en cada subsistema [4]	5
Figura 2-2. Componentes susceptibles de falla en electrónica de potencia [5]	5
Figura 2-3. Dispositivos de potencia más utilizados [5]	6
Figura 2-4. Diagrama a bloques de un sistema fotovoltaico conectado a la red [6]	6
Figura 2-5. Tiempo de vida útil de diferentes sistemas electrónicos [8]	9
Figura 2-6. Prioridad en los dispositivos que requieren análisis [8]	10
Figura 2-7. La confiabilidad impacta en el costo [9]	10
Figura 2-8. Modos de falla para la evaluación de la confiabilidad [13]	12
Figura 3-1. Nivel Fermi y banda: valencia; prohibida; conducción	14
Figura 3-2. Curva de la bañera	18
Figura 3-3. Actividades fundamentales de la ingeniería concurrente [21]	20
Figura 3-4. Curva B-H	26
Figura 3-5. Curva del diodo	30
Figura 3-6. Composición del MOSFET	32
Figura 3-7. Nivel de significancia	36
Figura 4-1. Convertidor tipo elevador	37
Figura 4-2. Esquemático en Multisim 14.0	43
Figura 4-3. Corriente en el inductor	44
Figura 4-4. En a) Corriente de salida y en b) Voltaje de salida	44
Figura 4-5. Gráfica obtenida del estándar IPC-2221 para la elección del ancho de pista	45
Figura 4-6. Calculadora de la página de Eagle	46
Figura 4-7. a) Pistas del PCB, b) Distribución de los dispositivos	46
Figura 4-8. Energía de activación para el TL494CN [39]	47
Figura 4-9. Perfil de temperatura aplicado al TL494CN	48
Figura 4-10. Perfil de temperatura para los convertidores	49
Figura 4-11. Ciclo de pruebas para los convertidores	50
Figura 4-12. Procedimiento de caracterización de los convertidores	50
Figura 4-13. Dinámica de la temperatura de los convertidores	51
Figura 4-14. Corriente de salida promedio en los ciclos de estrés	52

Figura 4-15. Voltaje de salida promedio en los ciclos de estrés	53
Figura 4-16. Rizo de voltaje en el capacitor	55
Figura 4-17. Ciclo de trabajo en TL494CN	55
Figura 4-18. Ciclo de trabajo en MIC4420YN	56
Figura 4-19. Ciclo de trabajo en la compuerta del IRLZ34	56
Figura 4-20. Cambio del rizo de corriente en el inductor conforme el tiempo.....	57
Figura 4-21. Corriente promedio en el inductor	57
Figura 4-22. Porcentaje de cambio general en el convertidor en el primer intervalo	59
Figura 4-23. Porcentaje de cambio general en el segundo intervalo de tiempo	59
Figura 4-24. Distribución de t_{prueba} con 9 grados de libertad con un nivel de confianza del 95%	60
Figura 4-25. Informe de confiabilidad para el MIC4420YN [40]	62
Figura 4-26. Informe de confiabilidad para el IRLZ34 [41].....	62
Figura 4-27. Envejecimiento de la capacitancia [42].....	64
Figura 4-28. Comportamiento de la permeabilidad en función del campo magnético	66
Figura 4-29. Corriente directa contra inductancia [44].....	66

Tablas

Tabla 2-1. Análisis de componentes del convertidor reductor y del reductor-elevador [6]	7
Tabla 2-2. Análisis de componentes del convertidor elevador y del reductor-elevador [6]	7
Tabla 2-3. Aplicación y respuesta de las empresas encuestadas	9
Tabla 3-1. Tipo de estrés y mecanismo de falla que activa	14
Tabla 3-2. Categorías de especificación de la confiabilidad y pruebas	17
Tabla 3-3. Nivel de ensamblamiento del producto para su confiabilidad.....	21
Tabla 3-4. Clasificación de materiales conforme el grado de permeabilidad.....	25
Tabla 3-5. Material aislante en capacitores.....	28
Tabla 3-6. Guía de sobredimensionamiento [31].....	34
Tabla 4-1. Evaluación del MOSFET	39
Tabla 4-2. Selección de diodo.....	40
Tabla 4-3. Selección del generador de pulsos.....	41
Tabla 4-4. Selección del controlador de compuerta.....	42
Tabla 4-5. Respuesta del TL494CN al estresarlo en la cámara ambiental	48
Tabla 4-6. Cambio de I_o en las caracterizaciones	53
Tabla 4-7. Cambio de V_o en los convertidores.....	54
Tabla 4-8. Prueba T por pares para la primera y segunda caracterización	61
Tabla 4-9. Prueba T por pares para la segunda y tercera caracterización.....	61
Tabla 4-10. Prueba T por pares para la primera y tercera caracterización	61
Tabla 4-11. Valores del rizo de voltaje en el capacitor obtenidos de los parámetros medidos	63
Tabla 4-12. Rizo de corriente en el inductor calculado con los parámetros medidos	65
Tabla 7-1. Dispositivos y elementos seleccionados.....	74

1.Introducción

1.1. Ubicación de la Problemática

En la actualidad, el impacto de las energías renovables va en constante crecimiento y afecta de manera significativa en países que se han propuesto mejorar la calidad del aire y disminuir el cambio climático. Por ejemplo, China, Japón, Estados Unidos y Alemania utilizan la energía solar para generar entre 45 y 175 GW/h, mientras que en México solo se producen 4.05 GW/h [1]. La energía solar eléctrica se aprovecha básicamente por medio de paneles fotovoltaicos y convertidores electrónicos (convertidores CD-CD e inversores).

Las industrias extranjeras que generan energía eléctrica se interesan en México por su favorable posición geográfica en lo que se relaciona con la captación de energía solar (de 5.5 kWh/m² en promedio). Un ejemplo es la planta solar Villanueva, que instaló en Colima la empresa italiana Enel [2].

Además de contar con una posición geográfica favorable, es necesario utilizar paneles fotovoltaicos y los convertidores electrónicos de funcionamiento óptimo que se fabrican en las industrias especializadas en diseño. Las industrias fotovoltaicas se esfuerzan por cumplir con las características eléctricas que especifican sus diseños, para que los equipos tengan una vida útil que permita a los usuarios recuperar su inversión inicial y obtener una ganancia. Por ejemplo, la vida útil de un micro-inversor es de aproximadamente 25 años (219,150 horas), pero requiere condiciones ambientales y eléctricas adecuadas para garantizar su funcionamiento. Para ello se tienen que realizar pruebas de confiabilidad que, en conjunto, abarcan un millón de horas (más de 114 años) [3].

El problema que se aborda en la presente investigación es identificar el impacto de la temperatura en los convertidores tipo elevador cuando se aplican las pruebas de vida acelerada para determinar la confiabilidad del convertidor, dentro de un lapso razonable.

1.2. Planteamiento del problema

Los convertidores CD-CD para aplicaciones fotovoltaicas necesitan una vida útil superior a 25 años, con el objetivo de que sean funcionales y duren el mismo tiempo que un panel fotovoltaico. La vida útil de un convertidor CD-CD se acorta por su exposición en ambientes exteriores. Este es un problema al que se enfrentan los diseñadores cuando no se conoce con certeza la variación de los parámetros del convertidor.

1.3. Propuesta de Solución

Analizar el comportamiento de una población de ejemplares del convertidor tipo elevador cuando se estresa a una temperatura de 70° C, evaluando el rendimiento de sus componentes y dispositivos electrónicos.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo General

Identificar estrategias de diseño para un convertidor CD-CD en aplicaciones fotovoltaicas mediante pruebas de vida acelerada que utilicen como factor de estrés la temperatura.

1.4.2. Objetivos Específicos

- Desarrollar una población de diez ejemplares del convertidor objeto de las pruebas.
- Determinar una secuencia de pruebas de vida acelerada y los factores de aceleración correspondientes.
- Aplicar diferentes esfuerzos a los convertidores.
- Identificar los elementos más propensos a fallas.

1.5. Meta

Desarrollar una estrategia de diseño que permita prolongar la vida útil de los convertidores CD-CD.

1.6. Justificación

El análisis de las diversas variables involucradas en la operación de un convertidor electrónico permite identificar y responder cómo impacta el ambiente donde opera; con ello se puede conocer el nivel de confiabilidad. El conocimiento de cómo se comporta un dispositivo dentro del convertidor ayuda a tener un panorama de la vida útil, y esto permite adoptar medidas en el diseño que impacten positivamente en la duración y el balance del costo.

Esta investigación es importante porque es necesario conocer cómo impacta la temperatura en los convertidores para diseñarlos de una manera más eficiente y prolongar su vida útil. El objetivo es hacer que el convertidor alcance el mismo tiempo que un panel fotovoltaico y aprovechar el sistema fotovoltaico con una mayor eficiencia.

2.Estado del Arte

La confiabilidad en la industria es de vital importancia porque sobre ésta recae la satisfacción del cliente. Por ejemplo, dentro de la industria fotovoltaica se busca un mejor desempeño tanto de los paneles fotovoltaicos como de los convertidores electrónicos; en ambos casos se busca mejorar sus cualidades individuales, teniéndose como parámetro común el ofrecer una vida útil muy larga.

En el proceso de mejora se aplican técnicas que permiten estresar el componente de manera controlada, de manera que las debilidades se manifiestan en un lapso más corto.

En [4] se describe el análisis de estrés eléctrico aplicado a un convertidor tipo *Flyback*. Antes de estresar a los dispositivos y elementos que conforman el convertidor se investigan los parámetros que intervienen en el análisis:

- Tolerancia inicial: Indica cómo varía el valor real de los dispositivos con respecto al nominal. Se expresa generalmente como un porcentaje del valor nominal.
- Temperatura: Cuando la temperatura varía, el valor real de los dispositivos podría cambiar. Esto se expresa como una deriva térmica; es decir, una variación (porcentual, o en partes por millón) por grado centígrado.
- Envejecimiento: El envejecimiento se refiere a cómo varía el valor real de los dispositivos a través del tiempo. Sin embargo, la mayoría de los fabricantes no proporciona las tasas de envejecimiento.

En [4] se simula en SPICE un convertidor que se divide en subsistemas (entrada del filtro, salida del filtro, controlador por Modulación de Ancho de Pulsos *PWM*, protección de temperatura y la realimentación) y se analizan el voltaje de salida, el voltaje de operación de cada capacitor y la potencia de operación de cada resistencia; todo esto con el fin de obtener los factores de estrés para estimar la confiabilidad del sistema. En la Figura 2-1 se muestra qué subsistema exhibe la mayor tasa de fallas; el análisis concluyó que:

- El controlador PWM es el subsistema con mayor probabilidad a falla.
- El filtro tiene la menor tasa de fallas.
- Se puede predecir el nivel de fallas conforme el valor de temperatura a la que opera el convertidor.

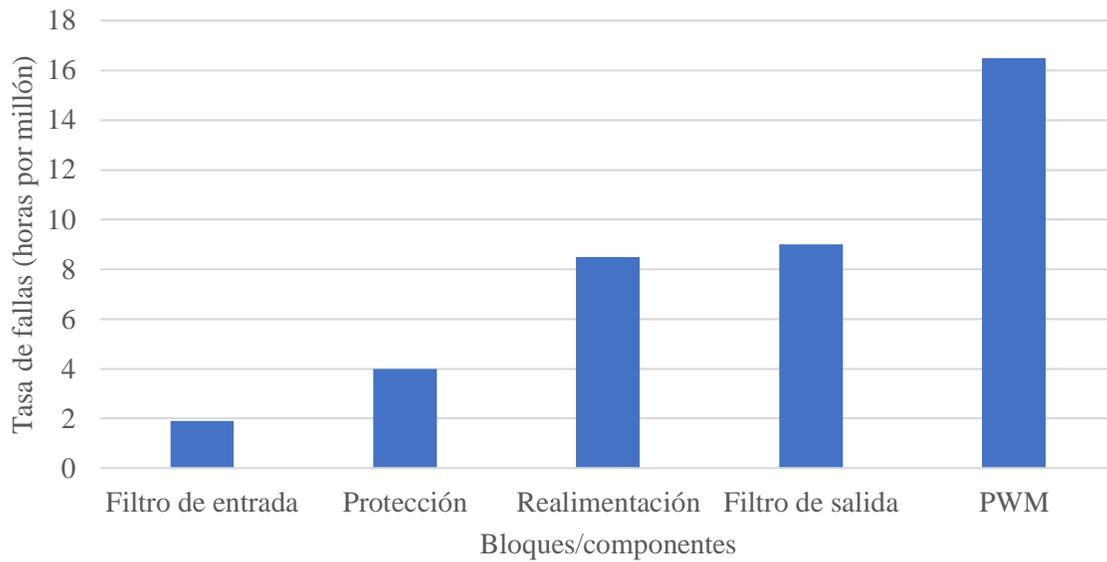


Figura 2-1. Predicción de tasa de fallas en cada subsistema [4]

En [5] se desarrolla un estudio de los dispositivos y elementos que se utilizan en la electrónica de potencia. Los resultados indican que los dispositivos de potencia son los más susceptibles a fallar (Figura 2-2) y que el Transistor de Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT) es el más utilizado (Figura 2-3).

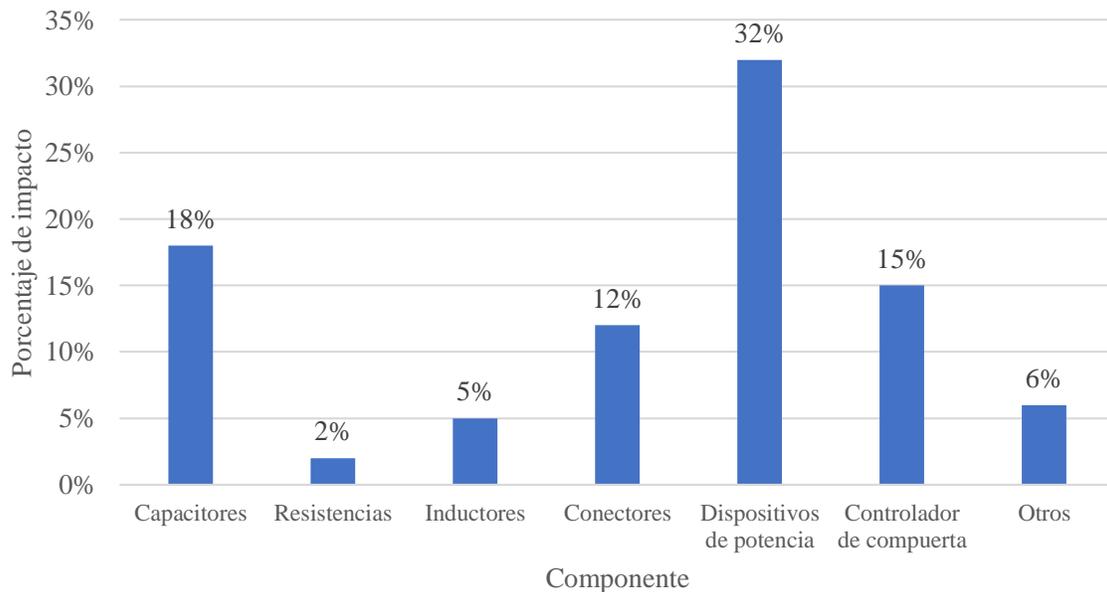


Figura 2-2. Componentes susceptibles de falla en electrónica de potencia [5]

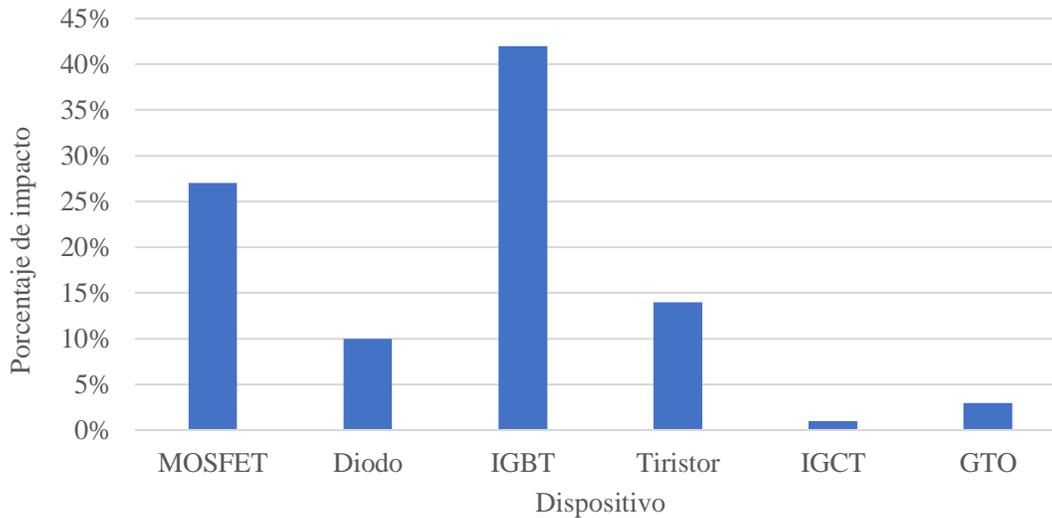


Figura 2-3. Dispositivos de potencia más utilizados [5]

La conclusión de [5] es que la fiabilidad de los dispositivos semiconductores de potencia es el aspecto más preocupante.

En [6] se describe la confiabilidad de tres configuraciones (reductora, elevadora, reductora-elevadora) utilizando como base el Tiempo Medio entre Fallas MTBF. El análisis se basa en un sistema fotovoltaico conectado a la red (Figura 2-4); éste cuenta con 10 paneles fotovoltaicos en paralelo y 748 celdas en serie por arreglo; se obtiene mediante simulación el punto de máxima potencia, el voltaje y la corriente que aplica en los cálculos de confiabilidad. En la Tabla 2-1 y en la Tabla 2-2 se concentran los análisis de respuesta de las topologías.

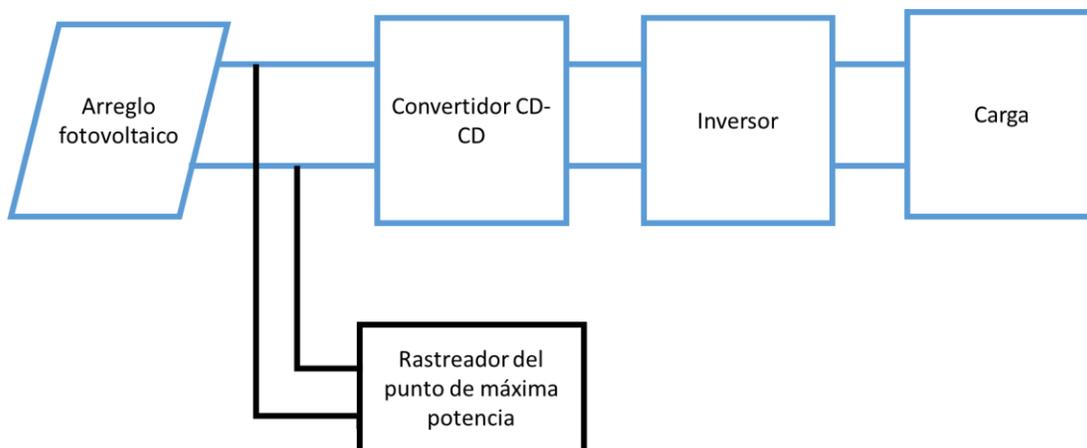


Figura 2-4. Diagrama a bloques de un sistema fotovoltaico conectado a la red [6]

En los resultados se observa que el Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor (MOSFET) es el dispositivo con mayor tasa de fallas. Cuando las pérdidas se incrementan, en el MOSFET la temperatura de la unión y la tasa de fallas del componente aumentan. La tasa de fallas del inductor y el condensador son menores.

Tabla 2-1. Análisis de componentes del convertidor reductor y del reductor-elevador [6]

Convertidor	Reductor		Reductor-Elevador (D < 0.5)	
	100	10	100	10
Nivel de insolación (%)	100	10	100	10
MOSFET (fallas/10 ⁶ horas)	24.26	2.2	6.0706	2.1734
Diodo (fallas/10 ⁶ horas)	0.0103	0.0026	0.0099	0.0027
Capacitor (fallas/10 ⁶ horas)	0.0412	0.0215	0.0412	0.0215
Inductor (fallas/10 ⁶ horas)	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵
MTBF (horas)	40 792	448 917	163 349	455 017

Tabla 2-2. Análisis de componentes del convertidor elevador y del reductor-elevador [6]

Convertidor	Elevador		Reductor-Elevador (D > 0.5)	
	100	10	100	10
Nivel de insolación (%)	100	10	100	10
MOSFET (fallas/10 ⁶ horas)	5.23	2.175	8.238	2.182
Diodo (fallas/10 ⁶ horas)	0.0104	0.0026	0.0087	0.0026
Capacitor (fallas/10 ⁶ horas)	0.0412	0.0215	0.0412	0.0215
Inductor (fallas/10 ⁶ horas)	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵	3.2x10 ⁻⁵
MTBF (horas)	189 414	454 617	120 647	453 099

La potencia máxima se transfiere al 100% de la insolación solar. En este punto las pérdidas son mayores; en consecuencia, la tasa de fallas de los componentes es mayor, en comparación con niveles de insolación inferiores. Por ello, el MTBF del convertidor al 100% de insolación es menor en comparación

con el que se tiene al 10% de insolación [6]. La correspondencia es: a mayor insolación mayor potencia; a mayor potencia mayor estrés térmico; a mayor estrés térmico menor confiabilidad.

En [7] se analiza el volumen, las pérdidas en los semiconductores y los modelos térmicos de los convertidores:

- Inversor de fuente de voltaje con una etapa y dos niveles (2LVSI).
- Inversor de fuente de voltaje de dos niveles con ajuste CD/CD con un convertidor elevador (2LVSI+BC).
- Inversor de dos niveles con fuente Z (2LZSI).
- Topología multinivel tipo I de tres niveles con un convertidor tipo elevador (3LI+BC).
- Topología multinivel tipo T de tres niveles con un convertidor tipo elevador (3LT+BC).

Los resultados de la investigación indican que el 3LT+BC cuenta con mayor confiabilidad; a su vez, se observa que los inversores con un convertidor tipo elevador ofrecen una mejor eficiencia, menor área en los semiconductores y volumen en los capacitores e inductores, además de menores pérdidas por conducción y conmutación en los IGBT y diodos.

En [8] se reporta una investigación que se enfoca en la vida útil, factores de estrés y mecanismos de falla. La investigación abarcó a 51 empresas que se dedican a diferentes campos, y cada empresa respondió un cuestionario de 83 preguntas. En la Tabla 2-3 se muestran los campos de aplicación y su número de respuestas.

Los resultados de investigación indican que las expectativas de la vida útil no han cambiado desde el 2008: se espera que un sistema electrónico dure entre 5 y 20 años. En la Figura 2-5 se observa el tiempo de vida útil conforme el campo de aplicación.

Además de la vida útil se recopilan datos sobre los dispositivos que requieren un mayor grado de investigación para aumentar la confiabilidad. En la Figura 2-6 se observa que los semiconductores de potencia son los más mencionados.

Tabla 2-3. Aplicación y respuesta de las empresas encuestadas

Campo de aplicación	Respuestas
Todas	83
Energía eólica	8
Fotovoltaica	9
Vehículos eléctricos	21
Sistemas de accionamiento	20
Tracción	8
Fuentes de alimentación y fuentes de poder interrumpible	7
Iluminación	2
Aire y naves espaciales	5
Transmisión de energía	3

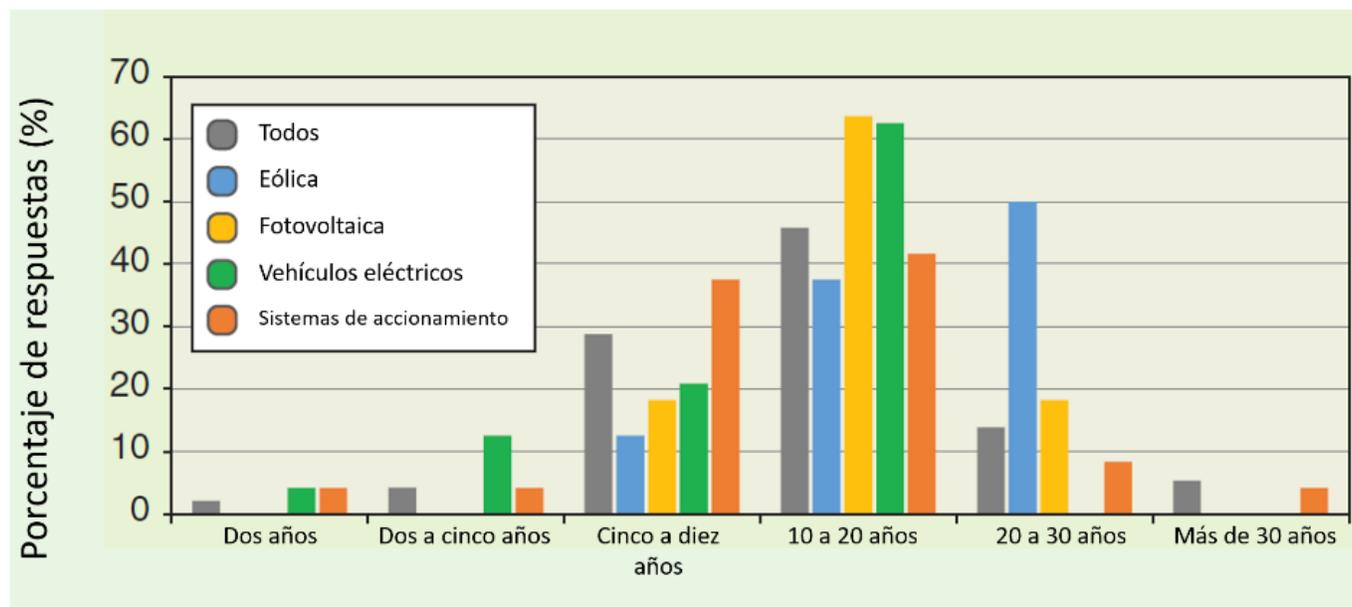


Figura 2-5. Tiempo de vida útil de diferentes sistemas electrónicos [8]

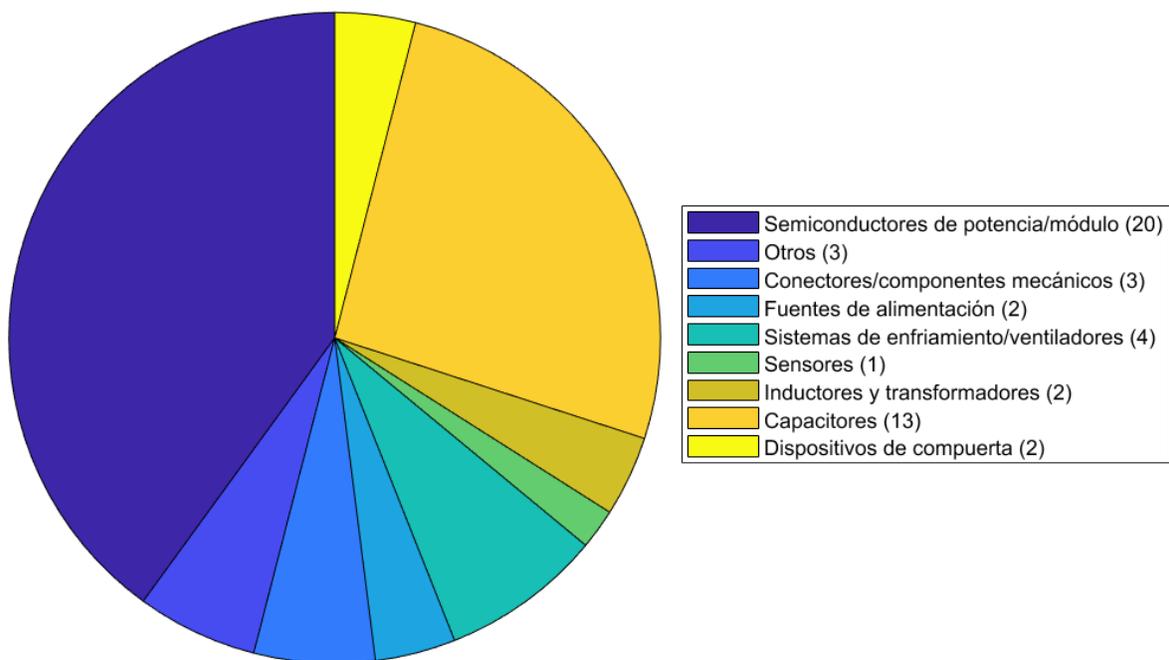


Figura 2-6. Prioridad en los dispositivos que requieren análisis [8].

En conjunto, al exhibir una vida útil más prolongada, se espera que el convertidor sea más económico. En [9] se muestra cómo impacta la confiabilidad al costo (Figura 2-7).

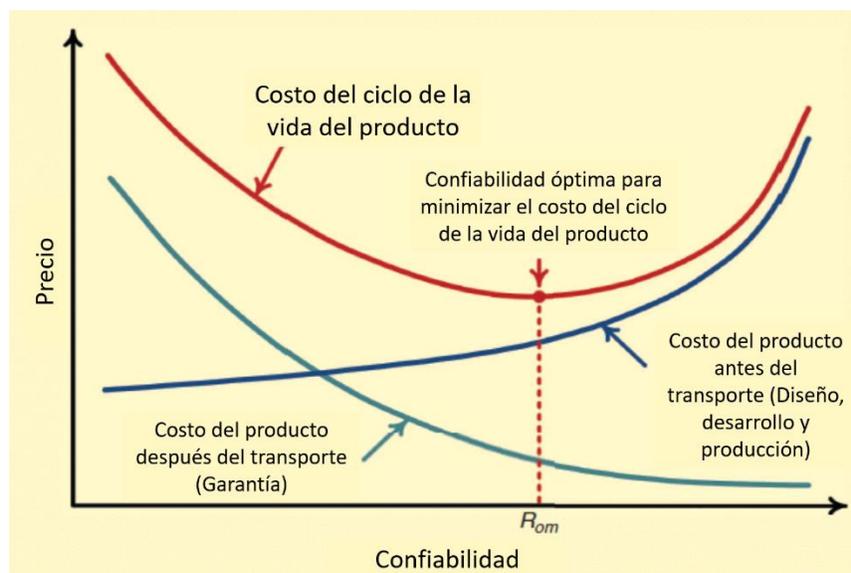


Figura 2-7. La confiabilidad impacta en el costo [9]

La corrección de las deficiencias del producto durante la fase de diseño ocasiona que aumente el costo de forma progresiva; a su vez, una tasa de fallas alta durante las operaciones en campo también resultará en altos costos de mantenimiento. La confiabilidad en la electrónica de potencia involucra diferentes áreas; estas son:

- Análisis sistemático para entender la naturaleza de la falla, es decir, el por qué y el cómo la electrónica de potencia tiene deficiencias.
- El proceso de diseño para la confiabilidad (DFR) para desarrollar fiabilidad y solidez suficiente en los productos electrónicos de potencia en cada proceso de desarrollo.
- Pruebas aceleradas y monitoreo de condición para una validación sólida que asegure una operación en campo fiable.

En el caso de las pruebas aceleradas, regularmente se utilizan ambientes severos que expongan los defectos y debilidades del objeto a analizar. En [10] se aplica una cadena de esfuerzos a circuitos integrados de la empresa *Intel Corporation*, esta cadena consiste en aplicar primero una Prueba de Esfuerzo Altamente Acelerada (HAST, por sus siglas en inglés) y después un Ciclo Térmico (TC). El resultado de la cadena de estrés indica que la tasa de falla es más alta en TC y que la introducción de temperatura ocasiona un impacto irreversible que degrada la confiabilidad en el ciclo térmico posterior.

El estrés ambiental impulsa la degradación física de la resistencia en materiales y de las bandas de energía, y eventualmente actúa para consumir la vida útil del sistema electrónico [11].

En [12] se propone un modelo que utiliza la temperatura y la humedad como factores de estrés. Para conocer la probabilidad relativa, los autores utilizan la función de distribución de probabilidad de la temperatura y la función de distribución de la humedad. El resultado del modelo es la predicción del valor promedio de la tasa de fallas para toda la gama de productos utilizando datos de pruebas de vida acelerada e información climática.

Se concluye que la temperatura en los sistemas electrónicos ha aumentado y que la temperatura de operación (T_o) de los dispositivos electrónicos se ha convertido en un eslabón en la confiabilidad; así, se ha vuelto popular la regla de los 10 °C: si a T_o se le restan 10 °C la vida útil del dispositivo se duplica.

En la evaluación de modelos para la confiabilidad existen tres problemas [13], estos son:

- El rendimiento del dispositivo que degrada al objeto a evaluar y el dispositivo que mide los datos de falla abruptos del objeto a evaluar; por ejemplo, cuando se mide el efecto transitorio de un evento único y no es posible tener una medición confiable.
- No se conoce el momento en que ocurrirá la falla cuando se aplica el estrés; generalmente se muestra que llega al umbral cuando se produce una falla.
- La variedad de modos de falla (ver Figura 2-8). En los modos relevantes al tiempo es importante el instante en el cual ocurre la falla. En los modos de falla irrelevantes al tiempo importa el suceso; los modos de falla potenciales se enfocan en la magnitud del suceso.

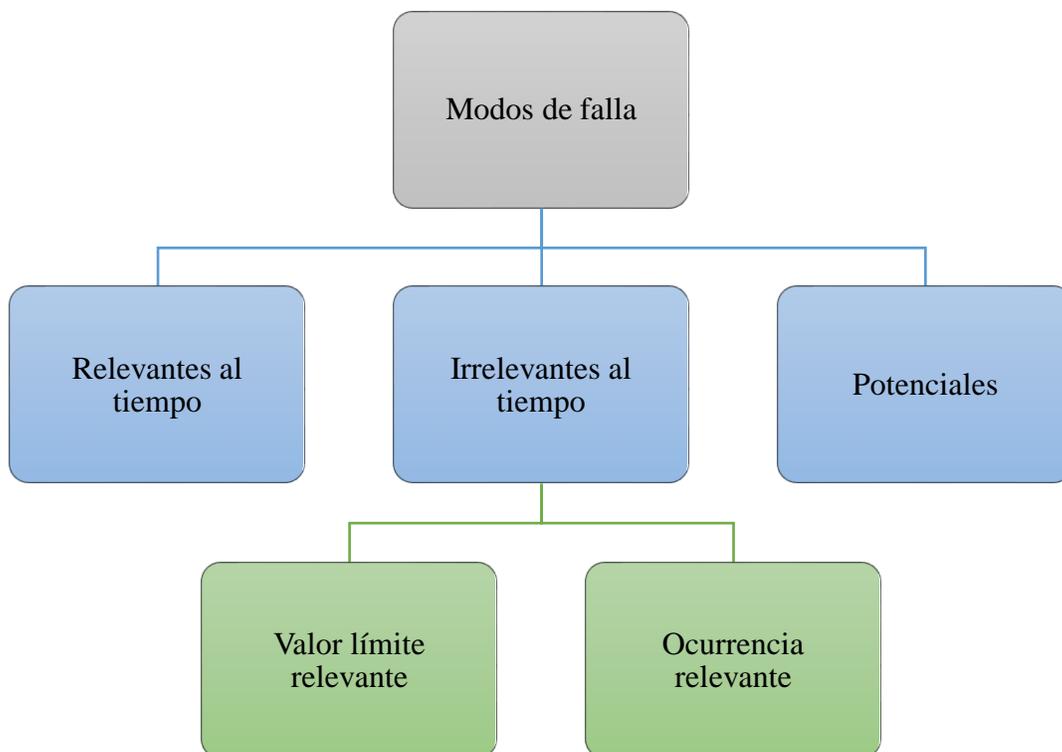


Figura 2-8. Modos de falla para la evaluación de la confiabilidad [13]

En [12] se utiliza el modelo de humedad y temperatura de Peck; para ello se necesita una constante de energía de activación E_a que depende del modelo; es decir, es única para la combinación de estos factores [11]. Este modelo utiliza la ecuación de Arrhenius para calcular el factor de aceleración e involucra la humedad relativa para las condiciones de prueba y la humedad relativa promedio anual bajo el nivel de las condiciones de uso.

3. Marco Teórico

3.1. La ecuación de Arrhenius y su aplicación en las pruebas aceleradas

La ecuación de Arrhenius (3-1) expresa la relación entre la temperatura T y la constante de velocidad vel a la que se desarrolla una reacción fisicoquímica.

$$vel = B_{mf} e^{\left(\frac{-E_a}{K_B T}\right)} \quad (3-1)$$

donde B_{mf} es una constante que caracteriza el mecanismo de falla del producto y las condiciones de prueba; E_a es la energía de activación del modo de falla, medida en electro-volts (eV); T es la temperatura en grados Kelvin y K_B es la constante de Boltzmann.

La energía de activación es la cantidad de energía que se necesita para que una partícula supere una barrera de potencial y pueda completar un proceso. Se mide para conocer ciertas propiedades del material, tal como la conducción a diferentes temperaturas y los cambios que ocurren en el material [14].

La energía de activación se puede obtener de la pendiente de la gráfica del logaritmo natural del método a utilizar contra $1/K_B T$. Los métodos son:

- Conducción de electrones: la energía de activación es la diferencia entre el nivel de Fermi (el nivel que ocupa la banda de energía más alta) y la banda de conducción [14].
- Aproximación de la energía de la banda prohibida: La banda prohibida en un semiconductor es la energía mínima para excitar un electrón, desde su estado ligado, hasta el estado libre que le permite participar en la conducción. En un semiconductor cristalino intrínseco, la energía de activación es aproximadamente la mitad de la energía de la banda prohibida, desde el nivel de Fermi situada a la mitad de la banda (ver Figura 3-1). Para Silicio Hidrogenado (Si-H), la situación es ligeramente más complicada [14].

Para sistemas de aceleración combinados se utilizan constantes de energía de activación que dependen del modelo que se aplique [15].

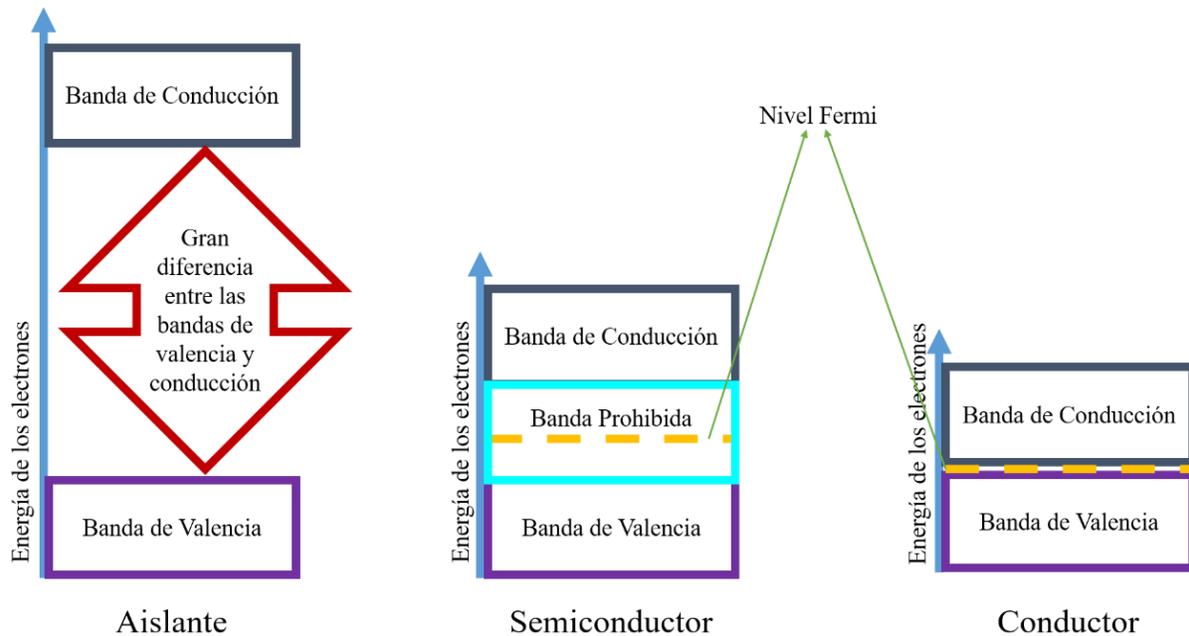


Figura 3-1. Nivel Fermi y banda: valencia; prohibida; conducción

La aplicación de la ecuación de Arrhenius en las pruebas aceleradas permite conocer cómo impacta la temperatura en el objeto a estresar. La temperatura es un ejemplo de modo de falla (causa) que activa un mecanismo de falla (consecuencia); en la Tabla 3-1 se enlistan los diferentes modos de falla y el mecanismo de falla que activan [16].

Tabla 3-1. Tipo de estrés y mecanismo de falla que activa

Estrés	Mecanismo de falla	Comentarios
Humedad	Falla del sello hermético, corrosión, migración iónica y la estabilidad del circuito en alta impedancia	Se utiliza el modelo de Peck para estimar la confiabilidad con el impacto de la humedad
Temperatura elevada	Incremento en las tasas de reacción química, migración iónica, cambio en los márgenes del tiempo digital e incremento en el proceso de difusión del silicio	Se aplica el modelo de Arrhenius para conocer la temperatura donde la barrera de potencial es superada y poder estimar el periodo de falla
Ciclo de temperatura	Estabilidad térmica en el circuito, tasas diferenciales de expansión,	El ciclo de estrés que se produce con la temperatura cíclica se relaciona con la

	contaminación química, calidad de la soldadura, diseño de transferencia de calor, grietas, sellos cerrados o abiertos, defectos pasivos e imperfecciones del cristal	expansión y contracción térmica en el material
Vibración aleatoria	Montaje elevado del componente, selección de sujetadores y montaje, fatiga, montaje de disipadores, calidad de la soldadura	Los dispositivos bajo prueba se colocan en una mesa vibradora dinámica y se someten a un perfil de vibración tipo sinusoidal o aleatorio. En la aplicación de este modelo es importante saber que un ambiente de vibración al azar puede tener la vibración de resonancia.
Variación en la línea de potencia	Rendimiento del diseño de circuito, disipación de potencia, regulación de la salida	
Ciclo de potencia	Circuito de protección transitorio, disipación de potencia, respuesta de sobrecorriente	
Carga máxima de salida	Máximo rizo de temperatura interna en el componente y nivel máximo de disipación de potencia	
Monitoreo del producto	Verificación de operación, operación de firmware, fallas intermitentes	

La causa de la falla son las circunstancias asociadas con el diseño, la fabricación o el uso que lleve a un fracaso; un mecanismo de falla es un conjunto de relaciones causa-efecto que se derivan de un proceso físico, químico o cualquiera que relacione la raíz de la causa del defecto.

En el diseño de pruebas de estrés es necesario conocer el factor de aceleración FA que se aplica en las pruebas; matemáticamente, FA se define como la relación entre el tiempo de vida útil bajo condiciones normales (t) y la vida acelerada bajo condiciones de prueba (t'):

$$FA = \frac{t}{t'} \quad (3-2)$$

Las pruebas aceleradas se diseñan para desencadenar fallas en un periodo corto de tiempo; por lo tanto, como la vida del dispositivo en condiciones de uso normal es mayor que la vida bajo las condiciones de prueba de vida acelerada, el valor de $FA \gg 1$. Por ejemplo, un factor de aceleración igual a 100 indica que una hora en ambiente de estrés simulará 100 horas en condiciones normales.

Una forma de conocer FA es con ayuda de la ecuación de Arrhenius. Esto se obtiene asumiendo un experimento donde un objeto se somete a dos temperaturas diferentes, y que cada temperatura tendrá una velocidad y un tiempo de reacción. Las velocidades de reacción de estas temperaturas se relacionan con

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{vel_2(T_2)}{vel_1(T_1)} \quad (3-3)$$

donde

T_2 es la temperatura 2

T_1 es la temperatura 1

t_2 es el tiempo de vida en la temperatura 2

t_1 es el tiempo de vida en la temperatura 1

vel_2 es la velocidad de reacción en la temperatura 2

vel_1 es la velocidad de reacción en la temperatura 1

Si se asume que $t_2 \rightarrow t$ y que $t_1 \rightarrow t'$ y se utilizan (3-1), (3-2) y (3-3), se obtiene

$$FA = e^{\frac{E_a}{K_B} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right)} \quad (3-4)$$

3.1.1. Parámetros en la confiabilidad

Los mecanismos de falla de la Tabla 3-1 son útiles para estimar la tasa de fallas bajo las condiciones de aplicación normales. Con muestras de la población se pueden calcular valores que ayuden a los usuarios a conocer la confiabilidad del producto [17]; en la Tabla 3-2 se observa el tamaño de la muestra conforme la categoría del producto.

Tabla 3-2. Categorías de especificación de la confiabilidad y pruebas

Categoría	Identificar	Especificaciones útiles de confiabilidad	Tamaño de la muestra	Característica de la prueba
I A	Partes de componentes	Tiempo a fallar (TTF) Estrés a falla (STF) Porcentaje de falla o éxito (%F, %S) Tasa de falla (λ)	Muestra pequeña	Destructiva
I B	Partes componentes	Rendimiento aceptable Porcentaje de rechazo Estabilidad	Grandes lotes	No destructivo
II	Equipos sub-ensamblados (Cajas negras)	Tiempo medio entre fallas (MTBF) Tiempo medio para la primera falla (MTFF). Tiempo medio a fallar (MTTF)	Cantidad pequeña: Típica de población	Para evaluar confiabilidad
III	Sistemas	Probabilidad de éxito	Una muestra	No destructiva; Rara vez simula completamente las condiciones de uso final.

La tasa de fallas se refiere a la cantidad de objetos que fallan por unidad de tiempo. En los dispositivos electrónicos se utiliza la curva de la bañera (Figura 3-2), en la que se distinguen tres regiones: la primera región describe las fallas por deficiencias en la calidad (mortalidad infantil) donde los dispositivos débiles fallan de forma temprana; la segunda región es la vida útil del objeto, donde una tasa de fallas constante ocurre por un sobreesfuerzo aleatorio; la tercera región corresponde al desgaste del objeto [18].

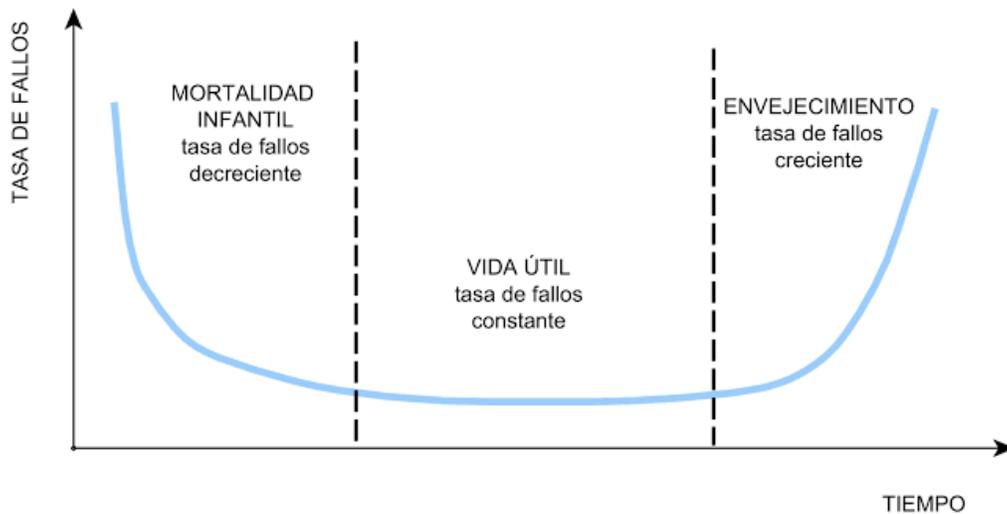


Figura 3-2. Curva de la bañera

Los componentes y dispositivos semiconductores presentan dos tipos de fallas:

- Falla de degradación: Algunos dispositivos y componentes tienen parámetros clave; al medir estos parámetros durante un periodo de tiempo se dice que el componente ha fallado si los valores de los parámetros se desplazan fuera de límites predeterminados.
- Falla catastrófica: Es cuando la falla impide el funcionamiento del componente o dispositivos.

La tasa de fallas λ es el número de componentes que fallan por unidad de tiempo; para medirla se utiliza el FIT (Falla en el Tiempo):

$$1 \text{ FIT} = \frac{1 \text{ falla}}{1 \times 10^9 \text{ horas}} \quad (3-5)$$

La tasa de fallas λ se calcula con (3-6), donde C_f es la cantidad de fallas que ocurren durante un tiempo T_f . Si la tasa de fallas es constante (como es el caso de la porción intermedia de la curva de la bañera), la confiabilidad $R(t)$ se calcula mediante (3-7).

$$\lambda = \frac{C_f}{T_f} \quad (3-6)$$

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (3-7)$$

Si la tasa de fallas es constante, entonces se utiliza

$$MTBF = \lambda^{-1} \quad (3-8)$$

Esto podría definirse como la probabilidad de ausencia de fallas (éxito)

$$P(s) = e^{\frac{-t}{MTBF}} \quad (3-9)$$

Cuando se toman las muestras de los componentes a analizar se crean dos incógnitas:

- La forma en que se distribuirán los datos
- El nivel de confianza

Además del MTBF, se utilizan otros parámetros clave para cuantificar la confiabilidad [17]:

- Tiempo medio de falla (MTTF): Es el tiempo promedio que funcionará un elemento antes de fallar [19].
- Tiempo medio de reparación (MTTR): Una vez que ocurre un percance, se requiere de tiempo para restaurar al equipo o sistema a una condición operativa. El MTTR mide el tiempo promedio que se toma para reparar el percance o reemplazar el componente.
- Tasa de ocurrencias de falla (ROCOF): Es la frecuencia con que se espera un comportamiento fuera de lo común. Esta métrica también es llamada como “intensidad de falla”.
- Disponibilidad: Es la probabilidad de que el sistema esté en uso en un tiempo dado. Una disponibilidad de 0.998 indica que, en cada 1000 unidades de tiempo, el sistema estuvo disponible durante 998 unidades de tiempo.

$$Disponibilidad = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} \quad (3-10)$$

3.2. Confiabilidad

La confiabilidad es la capacidad de un objeto para desarrollar una función específica bajo condiciones dadas, durante un intervalo de tiempo; usualmente se expresa como una probabilidad. La confiabilidad engloba tres actividades, las cuales integran la ingeniería concurrente, en la Figura 3-3 se observa cómo es su relación [20].

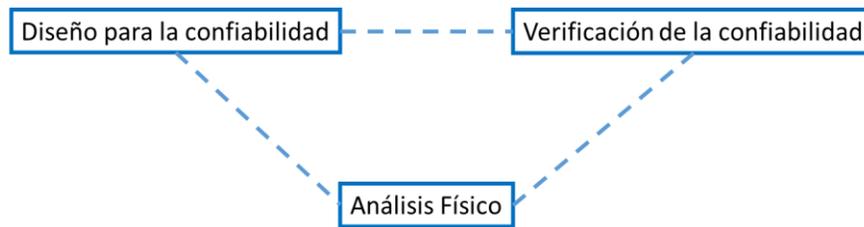


Figura 3-3. Actividades fundamentales de la ingeniería concurrente [21]

El diseño para la confiabilidad es el soporte del diseño del producto. Comienza desde la fase de la idea del desarrollo del producto, y abarca hasta que éste es obsoleto. Utiliza la física de fallas para identificar los problemas potenciales del producto.

3.2.1. Pruebas de vida acelerada

Uno de los objetivos de las pruebas de vida acelerada es determinar los límites de operatividad de un producto mediante la aplicación de un estrés elevado que estimule la ocurrencia de las fallas, con el consiguiente deterioro del producto [16]. La única forma de reducir el periodo de prueba es estresar los modos de fallas exponenciales (se les denomina fallas exponenciales porque su comportamiento es similar a la gráfica de la función e^x), lo que incluye fallas eléctricas y mecánicas. Una falla ocurre cuando el estrés excede la capacidad del producto [21]. Se establecen dos formas para la verificación de la confiabilidad [21]:

- La confiabilidad del proceso: Se enfoca en cómo desarrollar las bases para las pruebas de confiabilidad del objeto que se encuentra en estudio.
- Pruebas de envejecimiento del diseño: Demuestran que la tasa de falla del producto y las necesidades del cliente se cumplirán cuando el producto esté expuesto a condiciones exigentes.

3.2.2. Ciclo de mejora en la confiabilidad

El crecimiento de la confiabilidad se acompaña de aplicaciones repetitivas de un ciclo denominado “Evaluar – Analizar – Corregir – Verificar – Ciclar” (EACVC). Éste ciclo ayuda a mejorar la confiabilidad de ensambles en diseño. El primer paso es decidir qué estrés se va a utilizar, en qué nivel, y los posibles modos de falla del producto [16]. Las aplicaciones repetidas de EACVC facilitan alcanzar el nivel de confiabilidad requerido en poco tiempo. La siguiente serie de pasos ayuda al proceso de la evaluación de la confiabilidad:

1. Formar un equipo multidisciplinario.
2. Determinar las pruebas aceleradas.
3. Identificar el nivel de confiabilidad.
4. Determinar el nivel de integración para evaluación: componente, subensamble o producto completo: la Tabla 3-3 ayuda a determinar el nivel de integración del producto, considerando tiempo de ingeniería, equipamiento y costo de evaluación.

Tabla 3-3. Nivel de ensamblamiento del producto para su confiabilidad

Nivel de integración	Costo	Tiempo requerido	Experiencia requerida	Recomendaciones de evaluación
Componente	Alto	Alto	Alto	Es rentable cuando la fabricación del componente está en evaluación
Subensamble	Medio	Medio	Medio	Se utiliza cuando en el subensamble tiene una interacción importante en un sistema general o se puede ver como un subensamble de grandes dimensiones dentro del sistema general
Producto completo	Bajo	Corto	Bajo	Apropiado cuando el tamaño físico del producto completo es manejable o existe un subsistema de interacción muy grande dentro de un sistema general

5. Determinar el tamaño de la muestra: si un mecanismo de falla se presentara de manera idéntica en cada producto a evaluar, solo se necesitaría una unidad para detectar y corregir el equipo. En la práctica, la variabilidad del proceso de fabricación de un producto ocasiona que una unidad no sea exactamente igual a cualquier otra; por lo tanto, cada vez que se realice un ciclo de pruebas se obtendrán resultados diferentes [16].
6. Seleccionar los estímulos de estrés: el siguiente paso es decidir qué tipos de estrés se requieren y con qué niveles de intensidad. La información adecuada depende de los modos de falla del producto y el ambiente preciso para realizar las pruebas; la Tabla 3-1 ayuda a determinar el tipo de estrés que activa un mecanismo de falla particular. Un modo de falla es uno de los posibles estados de falla de un objeto para una función requerida.
7. Seleccionar una metodología de detección de fallas. Al estresar el producto, es posible llevar a cabo mediciones continuas para determinar si la unidad está funcionando correctamente, además de las mediciones programadas antes, durante y después de la aplicación del estrés
8. Validar el producto a prueba: la evaluación de las fallas puede dividirse en tres categorías, las relacionadas con la unidad bajo evaluación, las que no están relacionadas con la unidad y las que están relacionadas al estrés.
9. Utilizar un sistema de rastreo del efecto.

3.2.3. Uso de esfuerzos y pruebas de confiabilidad

Las pruebas de vida altamente acelerada (HALT) permiten encontrar los límites de estrés. Se recomienda aplicar un solo estrés a la vez y encontrar cada límite particular del prototipo en prueba. El uso de un HALT con un solo esfuerzo puede facilitar la determinación de la falla y los límites de destrucción. Se pueden combinar diferentes estreses para obtener datos límites adicionales después de conocer los límites de un solo estrés [22].

Las pruebas HALT con medición repetida proporcionan múltiples puntos de datos para una muestra; al obtener varios datos es posible reducir la aparición de fallas repentinas, el apagado inesperado o la falta de disponibilidad del sistema.

Este tipo de pruebas se pueden aplicar a los siguientes niveles de ensamblamiento:

- Materiales
- Componentes
- Subsistemas o ensambles
- Sistema completo

A pesar de que el método de fabricación de los materiales cambia constantemente, es inevitable que tengan defectos que causan fallas de campo; así pues, es necesario que cuando se cambia de método de fabricación se ejecuten nuevamente las pruebas HALT.

El estrés ambiental impulsa la degradación física de la resistencia en materiales y, eventualmente, actúa para consumir la vida útil de un sistema electrónico. Por lo tanto, las pruebas de resistencia a límites empíricos continuarán siendo relevantes para futuras comparaciones de materiales electrónicos y tecnologías de fabricación [22].

La medición de la confiabilidad de un producto generalmente implica probarlo de alguna manera, para obtener información de la ocurrencia de las fallas en función del tiempo. La Tabla 3-2 indica las especificaciones de confiabilidad que se utilizan para cada categoría de identificación de fallas.

Estas pruebas se utilizan para determinar qué tanto cambian los valores de los parámetros clave durante los ciclos de encendido. Se utilizan para eliminar el mal funcionamiento del circuito causado por la deriva paramétrica. La mayoría de los componentes tienen de uno a tres parámetros que no deben exceder ciertos límites durante el periodo de confiabilidad; estos límites normalmente se establecen durante el diseño del circuito bajo el escenario del peor caso. Estas pruebas pueden ser relativamente cortas para predecir el último punto de falla no destructiva [16], aunque el tiempo adecuado para completar las pruebas de vida es un problema omnipresente para hacer estimaciones de confiabilidad.

Por su parte, las pruebas de esfuerzo avanzadas pueden aplicarse para asegurar la ocurrencia de las fallas ya que, a medida que se apliquen mayores cargas o entornos más duros a un dispositivo, se incrementa la tasa de falla. Si una disminución en la confiabilidad puede relacionarse cuantitativamente con un incremento en el nivel de estrés, las pruebas de vida pueden establecerse a altos niveles de estrés, y la confiabilidad a niveles normales inferiores.

3.3. Componentes utilizados en el convertidor tipo elevador

3.3.1. Inductor

La propiedad de una bobina de inducir un voltaje dentro de sí misma se llama inductancia [23]; a su vez, se opone al cambio de la corriente.

Una corriente que fluye a lo largo de un conductor genera un campo magnético alrededor. El campo magnético Φ es una magnitud vectorial que se produce por el movimiento de una carga puntual o de un conjunto de cargas [24], es proporcional a la corriente en el conductor, e inversamente proporcional a la distancia radial al eje del conductor [25].

El campo magnético se compone de dos vectores

- Intensidad del campo magnético H : Es el número de líneas de flujo que pasan a través de una unidad de área perpendicular a la región del campo magnético.
- Densidad de flujo magnético B : Es el grado de concentración del flujo magnético en un punto dado.

La relación entre la intensidad del campo magnético H y la densidad de flujo magnético B producido dentro del material está representada por:

$$B = \mu H \quad (3-11)$$

La unidad de medición del flujo magnético es el Tesla (T).

El término μ corresponde a la permeabilidad del medio, la cual es la propiedad de un material para conducir un flujo magnético. Está dado por el producto de la permeabilidad del aire (μ_o) con la permeabilidad relativa (μ_r):

$$\mu = \mu_o \mu_r \quad (3-12)$$

El valor de la permeabilidad del aire es $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$; la μ_r puede variar de uno hasta miles, y se expresa en H/m .

Cuando no existen materiales magnéticos presentes, todos los no magnéticos, como el cobre, dieléctricos, aire o corteza terrestre, tienen prácticamente la misma permeabilidad y constituyen un medio homogéneo para el campo magnético. La Tabla 3-4 muestra la clasificación de los materiales conforme el grado de permeabilidad que tienen y sus características.

Tabla 3-4. Clasificación de materiales conforme el grado de permeabilidad

Nombre	Características	Principales materiales
Diamagnéticos	Son los materiales que poseen permeabilidades relativas menores a uno	Cobre, oro, plata, estaño y mercurio
Paramagnéticos	Sus valores son aproximadamente uno	Aluminio, magnesio, cromo y titanio
Ferromagnéticos	Tiene una permeabilidad alta, no tienen un comportamiento lineal y por ello su permeabilidad no es constante y depende de la intensidad del campo magnético aplicado	Hierro, cobalto, níquel y gadolinio
Ferritas	Tienen un alto valor de permeabilidad, a diferencia de los materiales ferromagnéticos presentan un comportamiento lineal dentro de un rango de H , al superar este rango su propiedad de linealidad se pierde.	Es una combinación de oxígeno con hierro y un tercer elemento como: Níquel, Cobalto, Manganeso, Magnesio, Cobre, Titanio, Cadmio o Zinc

La permeabilidad en un material ferromagnético puede ser grande, a menos que esté limitado por la saturación. El comportamiento se describe en la Figura 3-4. La curva $B-H$ se describe en [26] de la siguiente manera:

- En un núcleo ferromagnético desmagnetizado, al incrementar lentamente la intensidad del campo magnético crece la densidad de flujo, la curva $B-H$ (o curva de histéresis) sigue el comportamiento de (a), si el campo H sigue incrementándose entonces la densidad de flujo satura al núcleo (B_{sat}), en la curva de histéresis el punto (b) muestra la saturación positiva. Si decrece H , la densidad de flujo B seguirá el comportamiento de la curva (c).
- El punto (c) de la curva de histéresis indica que la fuerza magnética tiene un valor de cero, pero existe una densidad de flujo residual en el material magnético. La magnitud de la densidad de flujo en este punto se llama magnetización remanente (B_r). Si es necesario regresar el material a una densidad de flujo cero, se necesita un valor de H llamado fuerza coercitiva (H_c).

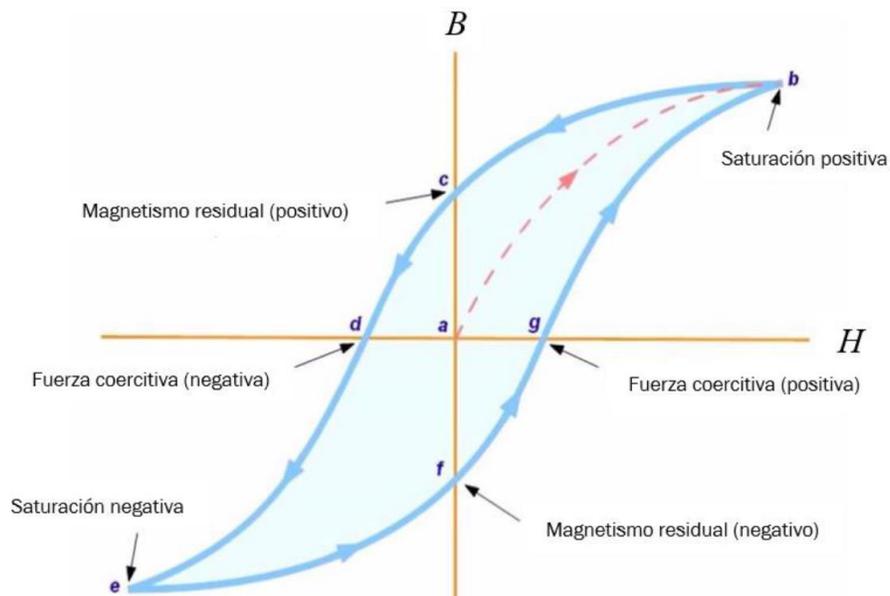


Figura 3-4. Curva $B-H$

Si el núcleo no es magnético, como el aire, la curva de magnetización será lineal. La permeabilidad y la densidad de flujo de saturación de un material ferromagnético son dependientes de la temperatura.

La temperatura a la cual el material ferromagnético se convierte en paramagnético se denomina “temperatura de Curie”; para las ferritas la temperatura de Curie es por encima de 200°C . En el diseño de inductores y transformadores el núcleo de ferrita es importante cuando se requiere un control en la temperatura [25].

3.3.2. Capacitor

La propiedad de almacenar energía en forma de carga eléctrica se llama capacitancia, se denomina con la letra C y su unidad es el Faradio; al dispositivo que almacena la carga se le conoce como capacitor o condensador. El funcionamiento del capacitor se describe en [27] de la siguiente forma:

- Cuando se conecta una batería a un condensador, circula una corriente hasta que el condensador queda cargado.
- Los electrones de la terminal negativa de la batería se mueven a través de las terminales del capacitor acumulándose en una de las placas y en el mismo instante los electrones de la otra placa se mueven hacia la terminal positiva de la batería.
- Una placa tiene un exceso de electrones y la otra tiene deficiencia de electrones (carga positiva). Se tiene que tomar en cuenta que en la carga del capacitor no se mueven electrones desde una placa a través del dieléctrico a la otra placa.
- Finalmente, cuando está cargado se detiene la corriente y se comporta como un circuito abierto.

Las cargas opuestas de las placas del condensador crean una nueva fuente de voltaje con un valor aproximado al de la fuente original, existiendo un equilibrio donde no fluye ninguna carga. Es posible desconectar un capacitor cargado de la fuente original y conectarlo a una resistencia; por la resistencia circulará corriente, pero el capacitor tiene un uso limitado como elemento de almacenamiento de energía por:

- Peso y tamaño, la cantidad que puede almacenar es limitada, en comparación con una batería.
- El voltaje en el capacitor disminuye rápidamente cuando se conecta una carga.

La capacitancia de un condensador se determina por

$$C = 8.85 \times 10^{-12} K \frac{A}{D} \quad (3-13)$$

- Permittividad del aire: La permitividad está determinada por la tendencia de un material a polarizarse ante la aplicación de un campo eléctrico y de esa forma anular parcialmente el campo interno del material; en el aire su valor es $8.85 \times 10^{-12} \text{C}^2/\text{Nm}^2$.

- Permitividad del material dieléctrico (K): En la Tabla 3-5 se observan diferentes materiales aislantes en los capacitores y la aplicación de cada uno, así como sus desventajas [28].

Tabla 3-5. Material aislante en capacitores

Material	Aplicación y/o Ventaja	Desventaja
Cerámica	Acoplamiento y desacoplamiento de alta frecuencia. No inductivos,	Sensibilidad a la temperatura y a variaciones de voltaje
Mica	Se utilizan en circuitos de resonancia; filtros de alta frecuencia, esto es por la buena estabilidad con la temperatura; circuitos de alto voltaje, debido a su buen aislamiento. No inductivos, aptos para temperatura elevada.	No tienen altos valores de capacitancia y pueden ser costosos.
Poliéster	Se utiliza en aplicaciones de acoplamiento y/o almacenamiento. Condensadores no inductivos.	No aptos para aplicaciones de alta frecuencia y en temperaturas mayores a 70°C. Sensibilidad a la temperatura.
Polipropileno	Se utilizan para supresión de ruido, bloqueo, derivación, acoplamiento, filtrado, temporización y manejo de pulsos. No inductivos.	La construcción metalizada no tiene la capacidad de auto-curación (cortocircuito irreversible).
Electrolítico	Aluminio: Almacenamiento de un valor de carga grande.	Aluminio: Corrientes de fuga elevadas
	Tantalo: Se utilizan principalmente en sistemas de señal analógica que carecen de un alto ruido de corriente. Tienen una corriente de fuga muy pequeña,	Tantalo: Bajo nivel de capacitancia y de voltaje de trabajo. Tolerancias elevadas.
Policarbonato	Tienen coeficientes de temperatura bastante buenos, por lo tanto no varían mucho con los cambios de temperatura.	Tienen niveles de tolerancia bastante altos

- Temperatura: La temperatura de operación de un condensador se determina por el dieléctrico utilizado. Algunos materiales dieléctricos permiten aumentar la temperatura, pero se aumenta la capacitancia, a esto se le conoce como coeficiente de temperatura positivo; el coeficiente de temperatura negativo es cuando aumenta la capacidad, pero disminuye la temperatura; otros tipos de materiales tienen un coeficiente nulo. El coeficiente de temperatura lo especifica el fabricante en partes por millón por grado Celsius, regularmente la temperatura ambiente para especificar un capacitor es de 25°C.
- Área de las placas (A): La capacitancia es directamente proporcional al área. Si permanecieran constantes todos los demás factores y aumentara el área de la placa al doble, se aumentaría al doble la capacidad.
- Distancia entre las placas (D): La capacitancia es inversamente proporcional a la distancia de las placas.

3.3.3. Diodo

Los primeros dispositivos semiconductores de potencia se basaron en el silicio monocristalino de alta pureza, actualmente existen diodos de carburo de silicio, arseniuro de galio, nitruro de galio y germanio. Un material de silicio puro se llama semiconductor intrínseco, y su resistividad es baja para ser un aislador y demasiado alta para ser un conductor.

La resistividad de un semiconductor intrínseco y sus portadores de carga disponibles para la conducción se pueden cambiar, conformarse en capas y graduar por medio de la implantación de impurezas específicas. Al proceso de agregar impurezas se llama dopado, que implica agregar un átomo de la impureza por cada más de un millón de átomo de silicio [29].

Existen dos formas de dopar el silicio:

- Tipo n : Se forma cuando el material se dopa con fósforo, arsénico o antimonio; cada átomo del dopante forma un enlace covalente dentro de la red cristalina de silicio y queda un electrón libre. Los electrones libres aumentan la resistividad del material. Cuando se dopa en forma intensa se denomina dopado n^+ , y el material se llama semiconductor de tipo n^+ .

- Tipo p : Si el silicio puro se dopa con boro, galio o indio se introduce un sitio vacante, llamado hueco, en la red cristalina del silicio. Un hueco es un portador móvil de carga que aumenta la conductividad del material. Cuando tiene una alta concentración de dopaje se trata de dopado p , y al material se le llama semiconductor de tipo p^+ .

Un diodo de potencia es un dispositivo de unión $p-n$ con dos terminales, cátodo y ánodo. Si el potencial es positivo con respecto al cátodo, se dice que el diodo está polarizado en directo y conduce corriente eléctrica. Un diodo en conducción tiene una caída directa de voltaje a través de él. Cuando el potencial del cátodo es positivo con respecto al del ánodo el diodo está polarizado en inversa.

En condiciones de polarización inversa pasa una corriente inversa muy pequeña denominada corriente de fuga, la cual aumenta hasta que se llega al voltaje de ruptura. La Figura 3-5 muestra la curva del diodo.

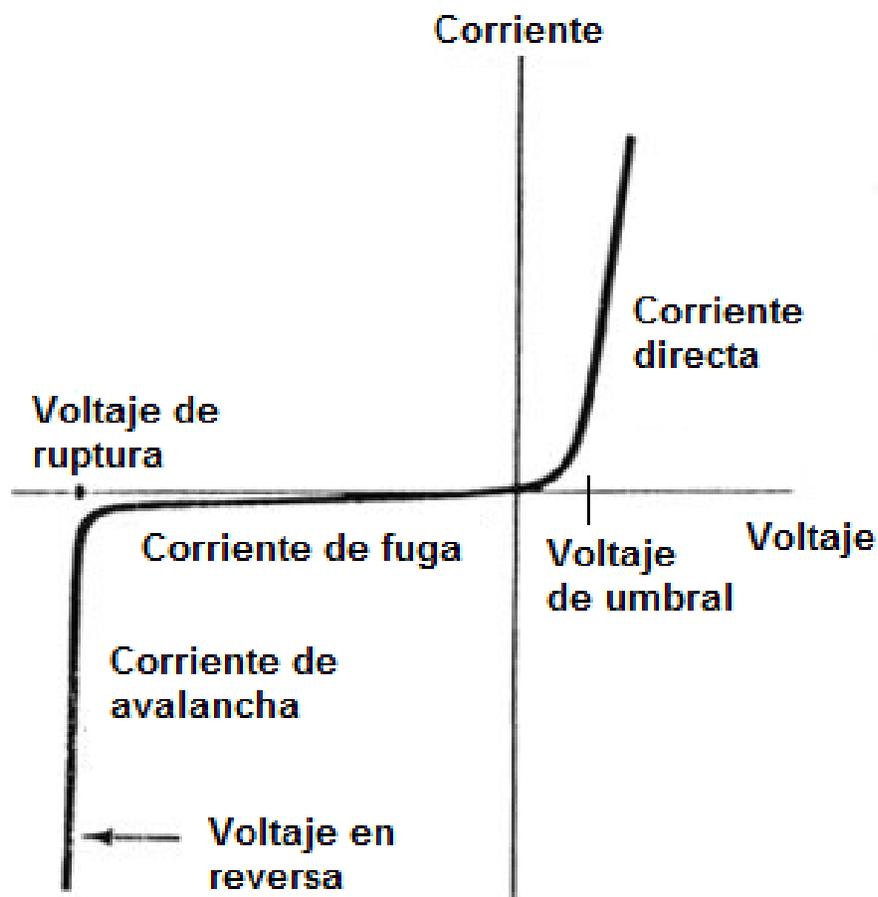


Figura 3-5. Curva del diodo

Los diodos de potencia se clasifican en tres categorías:

- Diodos de propósito general: Los diodos rectificadores de propósito general tienen un tiempo de recuperación relativamente grande, el caso más común es de 25 μ s, y se utilizan en aplicaciones de baja velocidad, donde no es crítico el tiempo de recuperación. Estos diodos cubren especificaciones de corriente desde menos de 1 A hasta miles de amperes, y las especificaciones de voltaje que van de 50 V hasta 5 kV. En general, esos diodos se fabrican por difusión. Sin embargo, los tipos de rectificadores de aleación que se usan en las fuentes de poder para soldar, son lo más económicos y robustos, y sus capacidades pueden llegar hasta 1500 V, 400 A.
- Diodos de recuperación rápida: Tienen un tiempo de recuperación corto, menor a 5 μ s. Se usan en circuitos convertidores CD-CD y de CD-CA donde la velocidad de conmutación tiene importancia crítica. Esos diodos abarcan especificaciones de 50 V hasta 3 kV, y de menos de 1 A hasta cientos de amperes.
- Diodos de Schottky: El problema de almacenamiento de carga de una unión $p-n$ se puede eliminar o minimizar en un diodo Schottky. Esto se logra estableciendo un “potencial de barrera” con un contacto entre un metal y un semiconductor. Se deposita una capa de metal sobre una capa delgada de silicio tipo n . La barrera de potencial simula el comportamiento de una unión $p-n$. La acción rectificadora sólo depende de los portadores mayoritarios, y en consecuencia no queda exceso de portadores minoritarios que se recombinen. El efecto de recuperación sólo se debe a la capacitancia propia de la unión del semiconductor. La carga recuperada de un diodo Schottky es mucho menor que la de un diodo equivalente de unión $p-n$. La corriente de fuga de un diodo Schottky es mayor que la de un diodo de unión $p-n$. Un diodo Schottky con voltaje de conducción relativamente bajo tiene una corriente alta, y viceversa. El resultado es que el voltaje máximo admisible para este diodo se limita en general a 100 V. Las especificaciones de corriente de los diodos Schottky varían de 1 a 400 A, son ideales para fuentes de alimentación de gran corriente y alto voltaje de CD.

3.3.4. MOSFET

El transistor se construye sobre un sustrato tipo p y una oblea de silicio cristalino que actúa como soporte físico. En el sustrato se crean dos regiones dopadas de tipo n , que se denominan como la fuente n^+ y la región de drenaje n^+ ; entre la fuente y el drenaje se coloca dióxido de silicio para aislarlos eléctricamente. Encima del dióxido se coloca un metal denominado electrodo de puerta del dispositivo. Además, se crean contactos metálicos que forman cuatro terminales: compuerta (G), fuente (S), drenaje (D) y el sustrato (B), ver Figura 3-6.

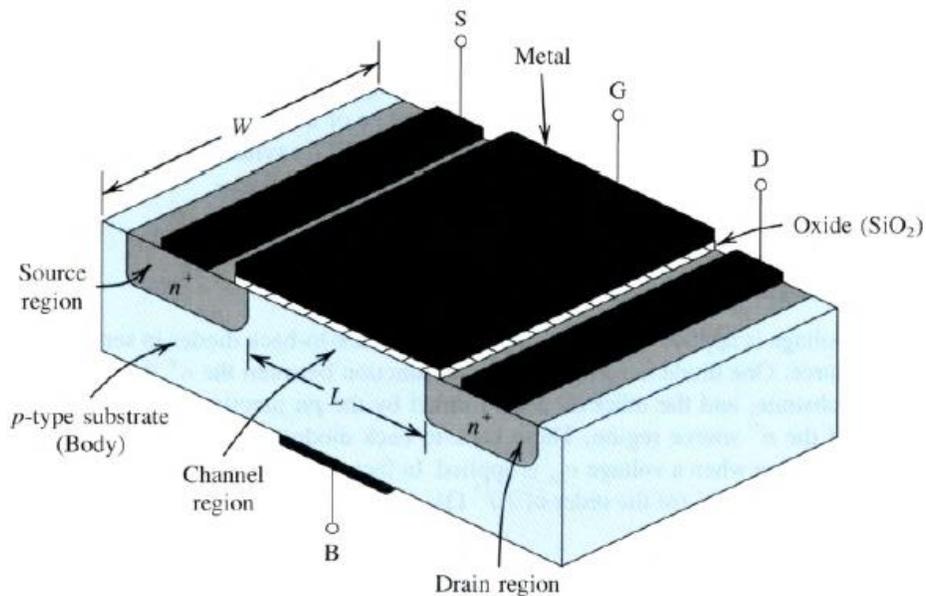


Figura 3-6. Composición del MOSFET

El electrodo de compuerta está aislado eléctricamente del sustrato; este aislamiento hace que la corriente en la terminal de la compuerta sea pequeña (del orden de los 10^{-15} A).

El sustrato forma uniones $p-n$ con las regiones de fuente y drenaje. En operación normal, estas uniones se mantienen con polarización inversa y el voltaje con relación a la fuente siempre se mantiene positivo cuando se conecta la terminal del cuerpo a la terminal de fuente. En estas condiciones, el MOSFET se puede tratar como un dispositivo de tres terminales: compuerta, fuente y drenaje.

Al aplicar un voltaje en la compuerta G se controla el flujo de corriente entre la fuente y el drenaje; esta corriente fluye en la región del canal en la fuente.

Cuando no se aplica ningún voltaje en la compuerta, dentro del MOSFET se tienen dos diodos en serie entre el drenaje y la fuente; un diodo está formado por la unión $p-n$ entre la región de drenaje n^+ y el sustrato tipo p , y el otro diodo está formado por la unión $p-n$ entre el sustrato tipo p y la región fuente n^+ . Estos diodos consecutivos evitan que la conducción de corriente se drene a la fuente cuando se aplica un voltaje de drenaje a fuente (V_{DS}); de hecho, el camino entre el drenaje y la fuente tiene una resistencia muy alta (en el orden de $10^{12} \Omega$)

Al momento de conectar a tierra el sustrato y el drenaje, y aplicar un voltaje positivo a la compuerta se crea el voltaje V_{GS} . El voltaje positivo en la compuerta hace que los huecos libres (con cargado positiva) sean repelidos desde el área del sustrato justo debajo de la compuerta G (es decir: la región del canal). Estos huecos se acumulan en la parte inferior del sustrato, dejando atrás una región sin portadores libres, denominada de agotamiento.

La región de agotamiento está poblada por las cargas negativas ligadas a los átomos aceptores. Estas cargas están "descubiertas" porque los huecos que las neutralizan se empujaron hacia abajo del sustrato; además, el voltaje positivo de la compuerta atrae electrones desde la fuente n^+ y las regiones de drenaje hacia la región del canal.

Cuando se acumula una cantidad suficiente de electrones cerca de la superficie del sustrato debajo de la compuerta se crea una región n que conecta fuente y drenaje. Si se aplica ahora un voltaje en el drenaje D, la corriente fluye hacia la región inducida n , que se transporta por los electrones móviles. La región n inducida forma un canal para el flujo de corriente desde el drenaje a la fuente.

El valor V_{GS} que acumula el número suficiente de electrones móviles para formar un canal de conducción se denomina V_{GSth} .

La compuerta y la región del canal del MOSFET forman un capacitor de placas paralelas con la capa de dióxido, que actúa como el dieléctrico del capacitor. El voltaje positivo de la compuerta hace que se acumule carga positiva en la placa superior del condensador, y carga negativa en la placa inferior que está formada por los electrones en el canal inducido. Se desarrolla un campo eléctrico en dirección vertical. Este campo es el que controla la cantidad de carga en el canal y, por lo tanto, determina la conductividad del canal y la corriente que fluye a través del canal cuando se aplica un voltaje V_{DS} . Este es el origen del nombre "transistor de efecto de campo" (FET) [30].

3.4. Sobredimensionamiento

El sobredimensionamiento puede definirse como la operación de un objeto a tensiones menos severas para las cuales se diseñó; se emplea en electrónica de potencia, donde los dispositivos se operan a un nivel inferior a su máxima disipación de potencia, tomando en cuenta la temperatura del encapsulado, la temperatura ambiente y el mecanismo de refrigeración que se utilice.

En la práctica se puede aplicar:

- Al reducir el estrés con el que opera el objeto.
- Seleccionar el objeto con capacidades superiores.

Cuando se aplica el sobredimensionamiento, la tasa de fallas de los dispositivos es menor en comparación con los dispositivos que se someten a niveles de estrés que exceden sus capacidades.

La Tabla 3-6 es una guía de sobredimensionamiento para dispositivos electrónicos.

Tabla 3-6. Guía de sobredimensionamiento [31]

Componente o dispositivo	Nivel máximo de sobredimensionamiento recomendado
Capacitores	60% del voltaje nominal
Resistencias	60% de la potencia nominal
Dispositivos semiconductores	50% de la potencia nominal
	75% del voltaje nominal
	Temperatura de juntura de 100°C
Microcircuitos	Voltaje de alimentación al 80% del voltaje nominal
	75% de la potencia nominal
	Temperatura de juntura de 100°C
Dispositivos inductivos	50% del voltaje nominal
	60% de la temperatura nominal
Relevadores y conectores	50% de la corriente nominal

3.5. Prueba de Hipótesis

La prueba de hipótesis es la formación de un procedimiento de decisión que lleve a una conclusión acerca de un sistema científico. Una hipótesis estadística es una aseveración o conjetura respecto a una o más poblaciones; para ello se toma una muestra aleatoria de la población de interés y se utilizan los datos contenidos en ella para proporcionar evidencias que respalden o refuten la hipótesis. La evidencia de la muestra que es inconsistente con la hipótesis planteada conduce al rechazo de la misma [32].

Un procedimiento de toma de decisiones debe implicar la conciencia de la probabilidad de llegar a una conclusión errónea. El rechazo de una hipótesis implica que fue refutada por la evidencia de la muestra, sin embargo, existe la pequeña probabilidad que a partir de la muestra seleccionada se refute la hipótesis cuando sea verdadera; esto nos lleva al planteamiento formal de la hipótesis [32].

3.5.1. La Hipótesis Nula y la Hipótesis Alternativa

La estructura de la prueba de hipótesis se establece mediante dos tipos de hipótesis

- Hipótesis nula: Es el planteamiento que se desea probar.
- Hipótesis alternativa: Es el planteamiento que el investigador piensa que es verdadero [32].

3.5.2. Nivel de Significancia

El nivel de significancia permite establecer el grado de error que se está dispuesto a aceptar. Se refiere a una pequeña parte de los extremos de una distribución muestral; entonces, si el valor que se busca está dentro de esta zona se rechaza la hipótesis nula y se acepta la hipótesis alternativa.

Al nivel de significancia se le denomina alfa (α) y tiene valores de 0.05 o 5%; esto significa que 95 de cada 100 veces, el valor que se obtenga reflejará el valor verdadero de la población, y que 5 veces de 100 no lo reflejará (es decir: habrá un error) [33]. La Figura 3-7 muestra las zonas y áreas de la gráfica de distribución para el nivel de significancia.

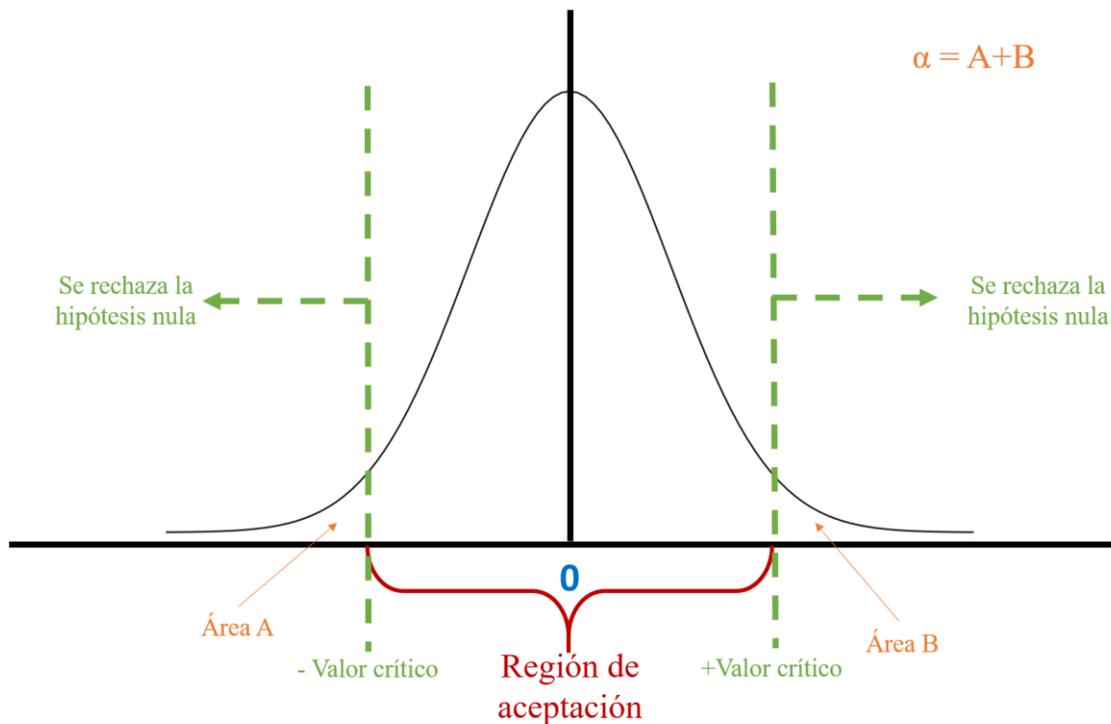


Figura 3-7. Nivel de significancia

3.5.3. Prueba t por pares

La prueba t por pares (prueba pareada) se utiliza para analizar elementos de un mismo conjunto de elementos que presentan cualquiera de estas situaciones [34]:

- Mediciones bajo dos condiciones diferentes.
- Diferencias en las mediciones realizadas en el mismo sujeto, antes y después de un tratamiento.
- Diferencias entre dos tratamientos administrados al mismo elemento.

El objetivo de la prueba pareada es:

- Determinar si la media de las diferencias entre dos muestras pareadas es diferente de 0 (o un valor objetivo).
- Calcular un rango de valores que probablemente incluya la media de las diferencias de las poblaciones.

4. Pruebas de Vida Acelerada en el Convertidor elevador

4.1. Diseño del convertidor objeto de pruebas

En la Figura 4-1 se muestra un convertidor elevador, éste se compone, básicamente, por:

- Inductor: Se coloca en la entrada para almacenar la energía de la fuente.
- MOSFET: Controla el flujo de energía en el convertidor y la frecuencia de conmutación.
- Diodo: Trabaja a la frecuencia de conmutación para permitir el paso a la energía.
- Capacitor: Cuando el MOSFET permite que el inductor almacene energía (estado cerrado), el capacitor libera el voltaje que tiene almacenado hacia la resistencia de carga porque el diodo se encuentra polarizado en inversa e impide el flujo de corriente. Cuando el MOSFET está abierto el inductor libera la energía y el capacitor se recarga.

Con esta interacción de componentes se obtienen ecuaciones de diseño que también dependen del modo de funcionamiento (continuo o discontinuo). En la Figura 4-1 se observa el orden de los componentes que integran el convertidor; las líneas punteadas indican una señal de control, mientras que las continuas son de potencia [35].

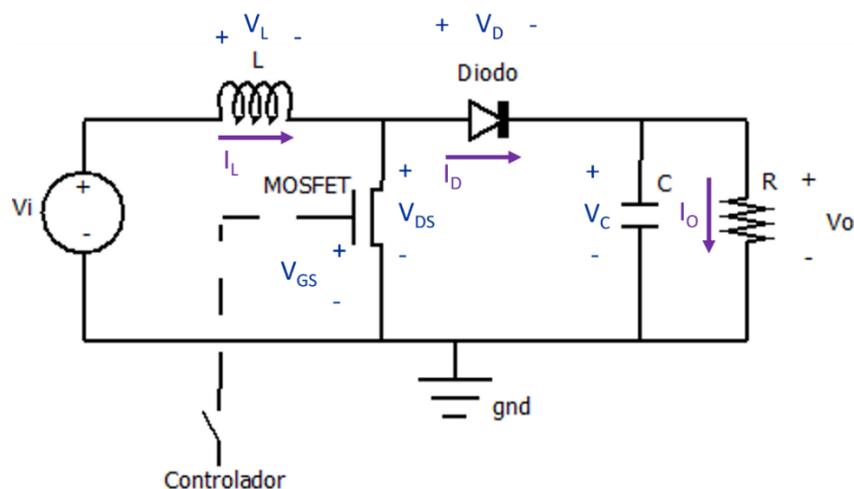


Figura 4-1. Convertidor tipo elevador

El diseño del convertidor elevador es en modo continuo, con las siguientes especificaciones de diseño:

- Voltaje de entrada $V_i = 17 V$
- Voltaje de salida $V_o = 48 V$
- Frecuencia de conmutación $f = 100 kHz$
- Rizo de corriente en el inductor $\Delta I_L = 303.5 mA$
- Rizo de voltaje en el capacitor $\Delta V_C = 6 V$
- Potencia $P = 100 W$

Las ecuaciones obtenidas del análisis del circuito son [36]:

$$M = \frac{V_o}{V_i} \quad (4-1)$$

$$M = \frac{1}{1 - D} \quad (4-2)$$

$$C = \frac{I_o D}{\Delta V_C f} \quad (4-3)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i D}{f_s L} \quad (4-4)$$

$$I_L = \frac{P}{V_i} \quad (4-5)$$

Los valores que se obtienen al aplicar (4-1) a (4-5) son:

- Ganancia $M = 2.82$
- Ciclo de trabajo $D = 0.645$
- Inductancia $L = 360 \mu H$
- Corriente de salida promedio $I_o = 2.083 A$
- Capacitancia $C = 2.2 \mu F$
- Corriente promedio en el inductor $I_L = 5.88 A$

El voltaje de drenaje a fuente V_{DS} del MOSFET es el mismo que aparece en la salida; esto es porque se encuentra en paralelo cuando el transistor está apagado. Se debe escoger un dispositivo que tenga un voltaje de drenaje a fuente con un sobredimensionamiento V_{DSs} conforme a la Tabla 3-6.

$$V_{DSs} = 1.25V_{DS} \quad (4-6)$$

En la Tabla 4-1 se listan los valores de los parámetros de los MOSFET evaluados para el convertidor; estos parámetros se seleccionaron porque es necesario conocer la magnitud del pulso en la compuerta y minimizar las pérdidas. Las consideraciones son:

- Canal: N, debido al flujo de corriente en el canal, se requiere que de drenaje a fuente sea positivo.
- Corriente de drenaje (I_D): Un valor de corriente máxima por el transitorio que se genera en la conmutación.
- Voltaje de drenaje a fuente V_{DS} : Se busca que satisfaga (4-6).
- Resistencia de drenaje a fuente (R_{DS}): Una resistencia mínima para minimizar pérdidas de conducción.
- Voltaje de compuerta a fuente (V_{GS}): En aplicaciones fotovoltaicas se busca un voltaje mínimo de encendido para aprovechar la irradiación desde su umbral.
- Voltaje de umbral de compuerta a fuente (V_{GSth}): Debe ser un voltaje mínimo para que el MOSFET conmute con un valor de V_{GS} reducido.

Se seleccionó el IRLZ34 porque tiene un V_{DS} aproximado a (4-6), su valor de R_{DS} genera menos pérdidas en comparación con los mencionados en la Tabla 4-1, además que los valores de V_{GSth} y V_{GS} son menores en comparación con otros, esto conviene en un MOSFET utilizado para convertidores fotovoltaicos.

Tabla 4-1. Evaluación del MOSFET

Transistor	I_D (A)	V_{DS} (V)	R_{DS} ($m\Omega$)	V_{GS} (V)	V_{GSth} (V)
IRF630PBF	9	200	400	10	4
IRLZ34	30	60	50	5	2
IRFZ14PBF	10	60	200	10	2
IRLZ14PBF	10	60	200	5	2
IRFZ10PBF	10	60	200	10	4

El capacitor de salida está en paralelo con la salida del convertidor; conforme la Tabla 3-6, su voltaje se obtiene con (4-7). El valor de capacitancia se obtuvo con (4-3).

$$V_C = 1.4V_o \quad (4-7)$$

La selección del material se realizó conforme a la aplicación; en la Tabla 3-5 se observan diferentes materiales de capacitores y su aplicación. El capacitor de polipropileno es el adecuado para el convertidor tipo elevador porque no añade un efecto inductivo y tiene una resistencia serie equivalente ESR mínima.

La selección del diodo se basó en:

- Voltaje inverso repetitivo V_{rrm} : Es la máxima tensión inversa que puede soportar por tiempo indefinido.
- Corriente directa I_f : Corriente que soporta el diodo por tiempo indefinido.
- Voltaje de encendido V_F : Es el voltaje que aparece entre terminales del dispositivo, a un valor de corriente a través de él.
- Tiempo de recuperación inverso t_{rr} : Es el tiempo que necesitan los portadores del diodo para recombinarse con cargas opuestas y quedar neutralizados cuando se aplica un voltaje en sentido inverso.
- Corriente directa transitoria I_{fsm} : Corriente que puede soportar el diodo por pequeños intervalos.

Se seleccionó el MUR815G porque se acerca más a (4-6) y tiene una menor caída de tensión; en la Tabla 4-2 se observa la comparación con otros diodos ultrarrápidos.

Tabla 4-2. Selección de diodo

Diodo	V_{rrm} (V)	I_f (A)	V_F (V)	t_{rr} (ns)	I_{fsm} (A)
MUR815G	150	8	0.975	35	100
MUR1520G	200	15	1.05	35	100
BYW29-200G	200	8	1.3	35	100

Es necesario utilizar un circuito que proporcione al MOSFET los pulsos para la conmutación y la corriente necesaria para el encendido, en la Tabla 4-3 se muestran los integrados que se evaluaron.

Tabla 4-3. Selección del generador de pulsos

Generador de pulsos	Frecuencia (kHz)	Voltaje de alimentación (V)	Estabilidad de frecuencia con la temperatura	Estabilidad del voltaje de salida
TL494CN	1-300	7-40	±10 Hz por cada 1 kHz con el dispositivo a 70°C	2 a 10 mV por cada 1V con el dispositivo a 70°C
KA3525A	0.06-430	8-35	No muestra datos	No muestra datos
UC3842BN	10-1000	11-30	0.5% *	0.2% **
UC2843BN	10-1000	11-30	1% *	0.2% **

* indica que es la razón de la frecuencia y la temperatura, pero no indica las condiciones utilizadas.

**indica que es la razón de la frecuencia y el voltaje, pero no indica las condiciones utilizadas.

Se utilizó el TL494CN para generar los pulsos porque los 100 kHz a utilizar se encuentran en el rango de frecuencia, el voltaje de alimentación permite generar el V_{GS} adecuado para el IRLZ34 y la hoja de datos indica cómo afecta la temperatura en el rendimiento del circuito integrado.

Para generar la frecuencia se utiliza la fórmula que proporciona el fabricante (Texas Instruments)

$$f = \frac{1}{R_T C_T} \quad (4-8)$$

donde R_T es el valor de la resistencia que se conecta al pin R_t , y C_T es el valor del capacitor que se conecta al pin C_t , se aterrizan junto al pin de tierra etiquetado como GND.

En la selección del controlador de compuerta se tomaron en cuenta los parámetros de la Tabla 4-4, el voltaje de alimentación es importante porque se utiliza solo un regulador de tensión de entrada, en el caso del voltaje en el pulso de salida para conocer si es adecuado para MOSFET seleccionado, el valor del pico máximo de corriente para conocer su nivel de tolerancia y el retardo que tienen los pulsos para tener menos pérdidas.

Tabla 4-4. Selección del controlador de compuerta

Controlador de compuerta	Voltaje de alimentación (V)	Pulso de voltaje de salida (V)	Pico máximo de corriente (A)	Retardo de entrada y de salida (ns)	
MIC4420YN	4.5-18	2.4-18	6	18	48
TC4424EPA	4.5-18	2.4-18	3	33	38
MCP1407-E/P	4.5-18	2.4-18	6	40	40
TC4422AVPA	4.5-18	2.4-18	10	38	42

El controlador de compuerta que se utilizó fue el MIC4420YN porque tiene un menor retardo en la entrada.

En [37] se recomienda utilizar tres capacitores desde la fuente de alimentación a tierra, estos son:

- Capacitor cerámico de 0.1 μF y capacitor de película de 1 μF : Para evitar daños por los transitorios de voltaje durante la conmutación, deben estar junto al MIC4420YN
- Capacitor electrolítico de 47 μF : Para filtrar el voltaje de alimentación, debe estar entre la fuente de alimentación y el MIC4420YN.

La fuente de alimentación para el generador de pulsos y el amplificador de corriente se obtuvo de un regulador de voltaje positivo matrícula MC7808CT, con entrada de 5 a 18 V y salida de 8 V. Se deben utilizar dos capacitores, uno de 0.33 μF para filtrar el voltaje de entrada y otro de 0.01 μF para minimizar efectos transitorios en el circuito.

La selección de dispositivos y elementos se realizó conforme la Tabla 3-6; en el Anexo A se listan los componentes y sus principales características.

El esquemático con los dispositivos seleccionados se observa en la Figura 4-2, se marcan los voltajes en color azul y las corrientes en color morado.

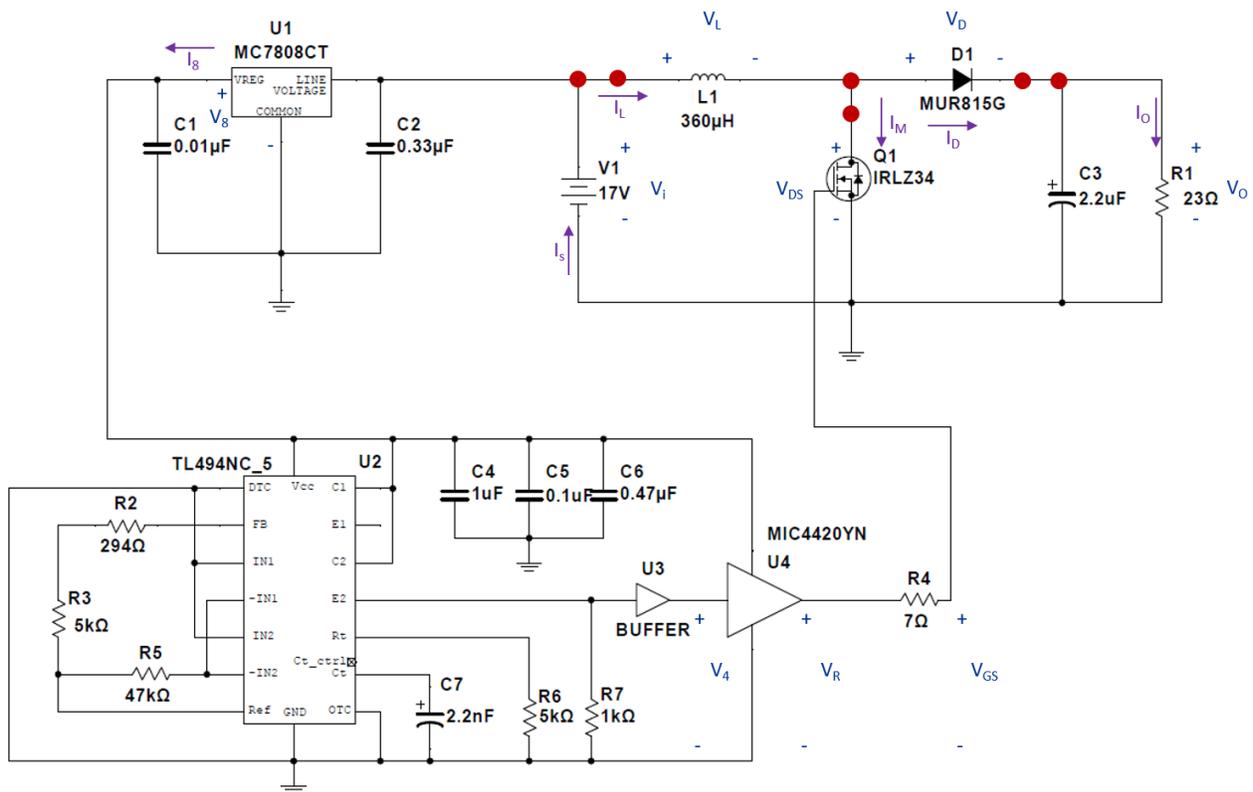


Figura 4-2. Esquemático en Multisim 14.0

Los voltajes son:

- V_{DS} : Drenaje a fuente del IRLZ34
- V_8 : Salida del regulador
- V_D : Diodo
- V_4 : Salida del TL494CN
- V_{GS} : Compuerta a fuente del IRLZ34
- V_O : Salida
- V_R : Salida del MIC4420YN
- V_L : Inductor
- V_I : Entrada

Las corrientes son:

- I_S : Entrada
- I_D : Diodo MUR815G
- I_L : Inductor
- I_O : Salida
- I_M : Drenaje a fuente del IRLZ34
- I_8 : Salida del MC7808CT

En la Figura 4-3 se observa la corriente a través del inductor en simulación con los componentes y dispositivos a utilizar. Las unidades en la imagen son Volts porque se utiliza una sonda de corriente de la

paquetería de Multisim 14.0 para adaptar al osciloscopio Tektronix. El valor del rizo ΔI_L se aproxima al calculado ($300 \text{ mA} \approx 303.5 \text{ mA}$). El valor de I_L en la Figura 4-3 se aproxima al obtenido en la fórmula ($5.71 \text{ A} \approx 5.88 \text{ A}$).

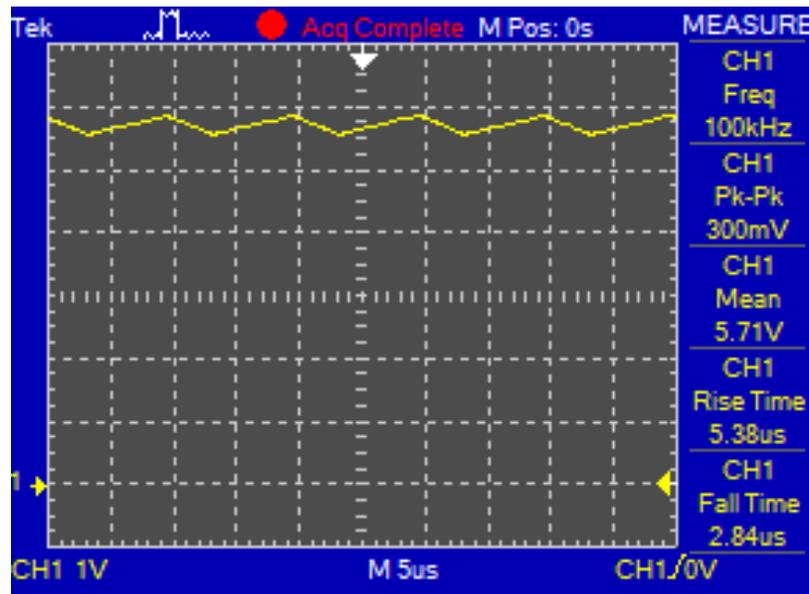
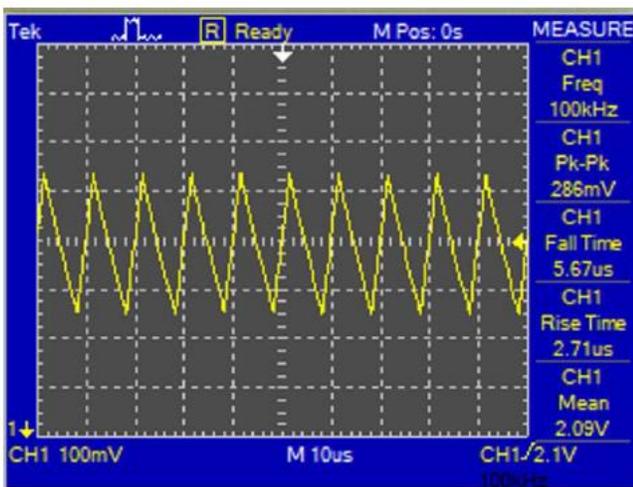
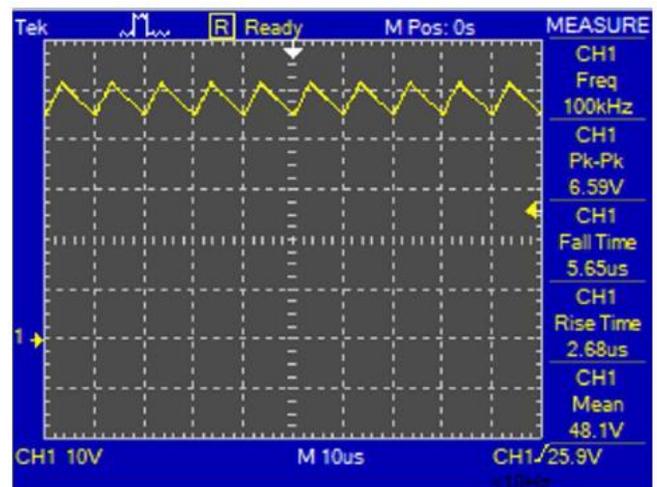


Figura 4-3. Corriente en el inductor

En la Figura 4-4 (a) se observa la corriente de salida: se observa I_o igual a 2.09 A con una frecuencia f igual a 100 kHz; el V_o es 48.1 V con un ΔV_C de 6.59 V, y corresponde a (b).



a)



b)

Figura 4-4. En a) Corriente de salida y en b) Voltaje de salida

El PCB se diseñó en Ultiboard (paquetería de Multisim 14.0). Las pistas del PCB se dimensionaron conforme el estándar IPC-2221 (ver Figura 4-5) que indica el ancho de pista conforme a:

- Corriente: la más alta es I_I de 5.88 A
- Temperatura: Se propone una temperatura de 100°C
- Espesor del cobre: 1 oz/ft²

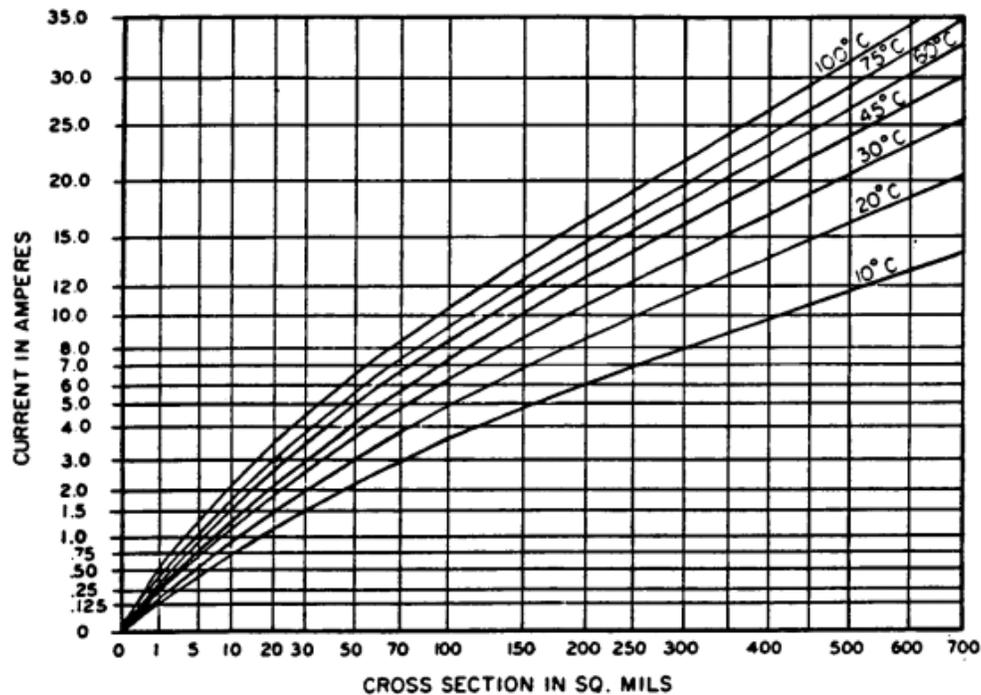


Figura 4-5. Gráfica obtenida del estándar IPC-2221 para la elección del ancho de pista

Además del estándar, en la página web de Eagle se encontraron recomendaciones de diseño y una calculadora como apoyo a la elección del ancho de pista. En la Figura 4-6 se observan los parámetros de entrada que solicita la calculadora.

El análisis de la Figura 4-5 y los resultados en la calculadora de Eagle son similares. El ancho de pista en la parte de potencia se seleccionó a 5 milímetros. La trayectoria de las pistas, ver Figura 4-7, se trazó procurando obtener la menor longitud posible. A menor longitud se obtiene menor interferencia electromagnética [38].

Inputs:

Current	6	Amps
Thickness	1	oz/ft^2 ▾

Optional Inputs:

Temperature Rise	100	Deg C ▾
Ambient Temperature	30	Deg C ▾
Trace Length	30	cm ▾

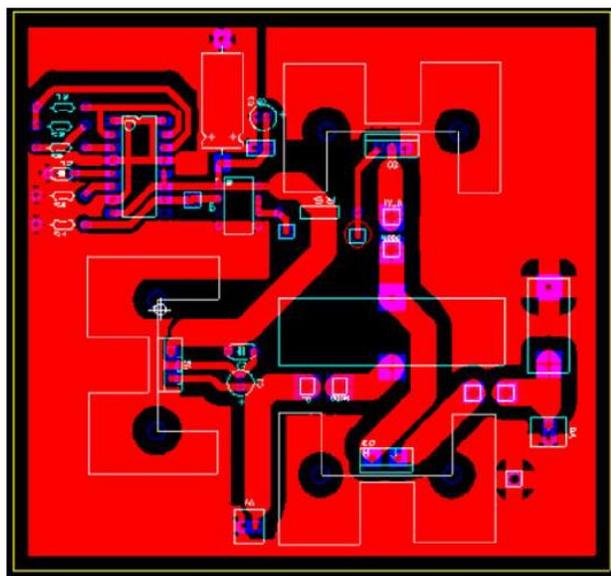
Results for Internal Layers:

Required Trace Width	2.29	mm ▾
Resistance	0.0898	Ohms
Voltage Drop	0.539	Volts
Power Loss	3.23	Watts

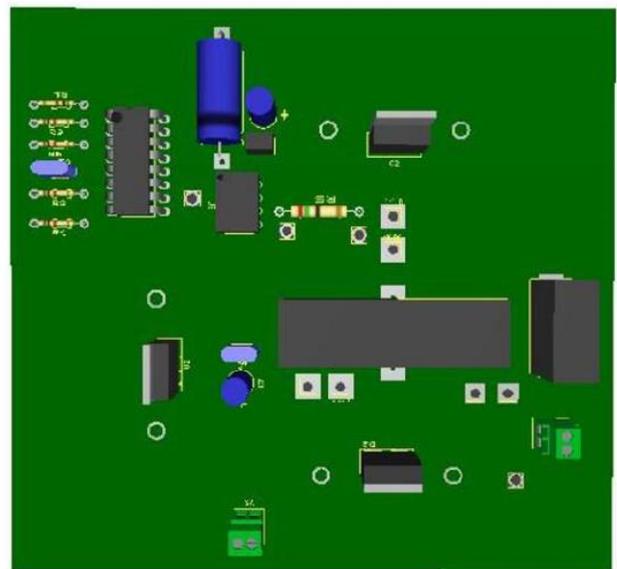
Results for External Layers in Air:

Required Trace Width	34.6	mil ▾
Resistance	0.234	Ohms
Voltage Drop	1.40	Volts
Power Loss	8.41	Watts

Figura 4-6. Calculadora de la página de Eagle



a)



b)

Figura 4-7. a) Pistas del PCB, b) Distribución de los dispositivos

4.2. Determinar la secuencia de pruebas de vida acelerada y los factores de aceleración correspondientes

El análisis del convertidor arroja (4-3) y (4-4). Se observa que en ambas ecuaciones interviene el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación. Se determinó que en las pruebas de confiabilidad se debe medir:

- Frecuencia
- Ganancia
- ΔI_L
- Ciclo de trabajo
- ΔV_C
- I_O

Estos parámetros están en las fórmulas (4-1) y (4-5), con estas mediciones se puede observar cómo impacta en la ganancia, el ciclo de trabajo, la inductancia, la corriente de salida promedio, la capacitancia y la corriente promedio.

Los dispositivos que integran el convertidor tienen temperaturas máximas de operación diferentes; por ello, se llenó la Tabla 7-1 que permite identificar la menor y mayor temperatura de operación máxima. En el Anexo A se encuentra registrado que el TL494CN es el dispositivo con la menor temperatura y que el MOSFET tiene la mayor temperatura.

En la página de Texas Instruments se encontró un estimador del MTBF y la energía de activación del TL494CN (Figura 4-8), con estos valores es posible calcular el factor de aceleración.

Número de pieza	MTBF / FIT		Datos de soporte MTBF / FIT							
	MTBF	AJUSTE	Temperatura de uso (° C)	Nivel de conf (%)	Energía de activación (eV)	Temperatura de prueba (° C)	Duración de la prueba (horas)	Tamaño de la muestra	Falla	Comentarios adicionales
TL494CN	1.47×10^9	0.7	55	60,0	0.7	125	1000	37778	1	-

Figura 4-8. Energía de activación para el TL494CN [39]

Se sometió el TL494CN a una prueba para conocer su comportamiento; la prueba consistió en estresar el dispositivo en la cámara ambiental Cincinnati Sub Zero con el perfil de la Figura 4-9. Los escalones que se programaron en la cámara ambiental es para no generarle un sobreesfuerzo.

Los 80°C tienen como objetivo estresar el TL494CN más allá del punto máximo que indica la hoja de datos (70°C), el efecto a analizar en este ensayo fue observar si existía un choque térmico. Antes y

después de estresar el dispositivo se midió el ciclo de trabajo, la frecuencia, el ancho de pulso negativo y el ancho de pulso positivo, estos datos se encuentran concentrados en la Tabla 4-5 que muestra una variación del 0.03% en los parámetros.

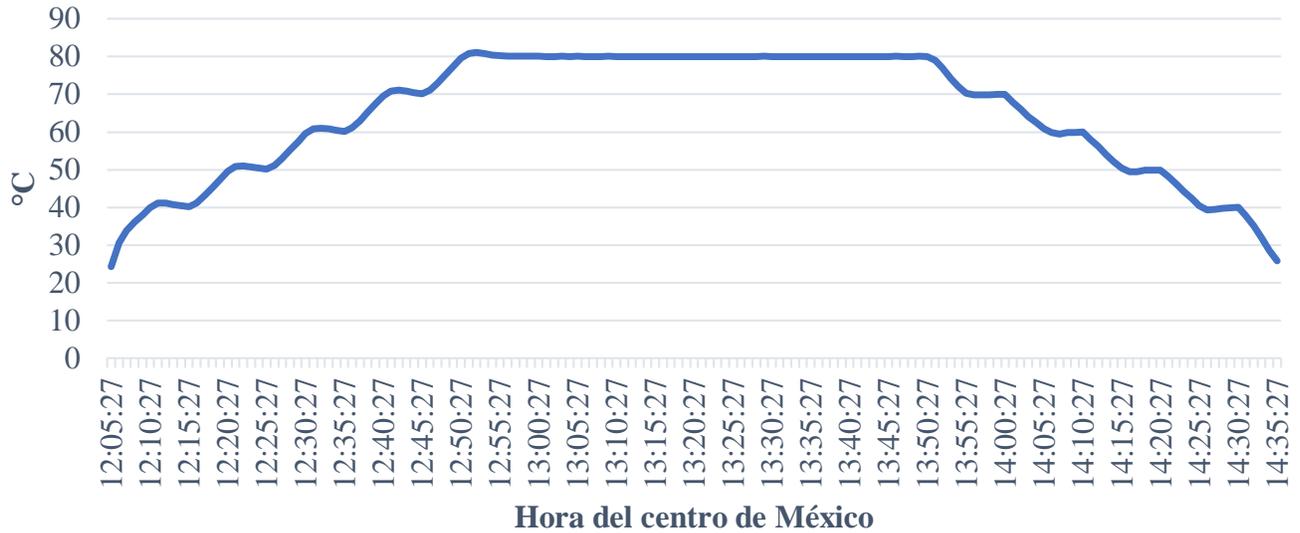


Figura 4-9. Perfil de temperatura aplicado al TL494CN

Tabla 4-5. Respuesta del TL494CN al estresarlo en la cámara ambiental

Parámetro	Antes de la prueba	Después de la prueba
Ciclo de trabajo positivo	55.55%	55.37%
Frecuencia	114.1 kHz	113.6 kHz
Ancho de pulso negativo	4.871 μ s	4.874 μ s
Ancho de pulso positivo	3.897 μ s	3.928 μ s

En las pruebas se observó que el TL494CN no sufre daño al someterse a una temperatura de 10 °C más alta que la temperatura de operación máxima, esto significa que se verificó el límite de especificación del elemento más débil del sistema. Sin embargo, se desconoce cuál es el límite de especificación y el límite de destrucción, por lo tanto, al considerar el elemento más débil se obtiene un punto de partida para comenzar a degradar el sistema. Con la prueba al TL494CN se determinó que la temperatura de estrés para los convertidores tipo Elevador es de 70°C; con esto, se obtiene el factor de aceleración *FA*:

$$FA = e^{\frac{E_a}{K_B} \left(\frac{1}{T_R} - \frac{1}{T_H} \right)} \quad (4-9)$$

donde

- Energía de activación $E_a = 0.7 \text{ eV}$
- Constante de Boltzmann $K_B = 8.6173324 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$
- $t_2 \rightarrow$ Temperatura de referencia $T_R = 25^\circ\text{C} \rightarrow 298.15\text{K}$
- $t_1 \rightarrow$ Temperatura de estrés $T_H = 70^\circ\text{C} \rightarrow 343.15\text{K}$

Por lo tanto, $FA = 35.6$, lo que indica que una hora en el ambiente de estrés equivale a 35.6 horas a la temperatura de referencia. Cuando se somete el convertidor a 168 de estrés equivale a 5980.8 horas a temperatura ambiente o temperatura de referencia.

El estrés se aplicó por etapas para conocer la dinámica del sistema, debido a que se desconoce el comportamiento de envejecimiento en el convertidor. Primero se caracterizó a los convertidores (nombrados de la A-J) y después se estresaron con el perfil de la Figura 4-10, para volverlos a caracterizar y después repetir la aplicación del estrés. El objetivo del estrés en etapas es tener puntos intermedios en el proceso e identificar una tendencia o una dispersión. En la Figura 4-11 se observa el proceso en forma de ciclo.

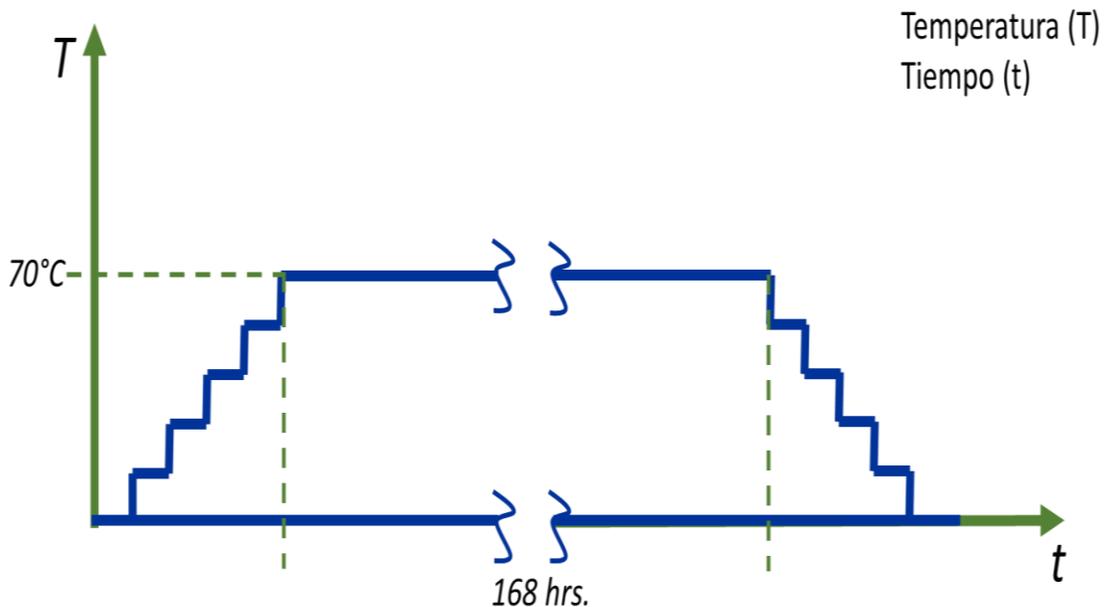


Figura 4-10. Perfil de temperatura para los convertidores



Figura 4-11. Ciclo de pruebas para los convertidores

Al caracterizar los convertidores se realiza un procedimiento para garantizar las lecturas de régimen permanente. En la Figura 4-12 se muestra el procedimiento que se siguió.

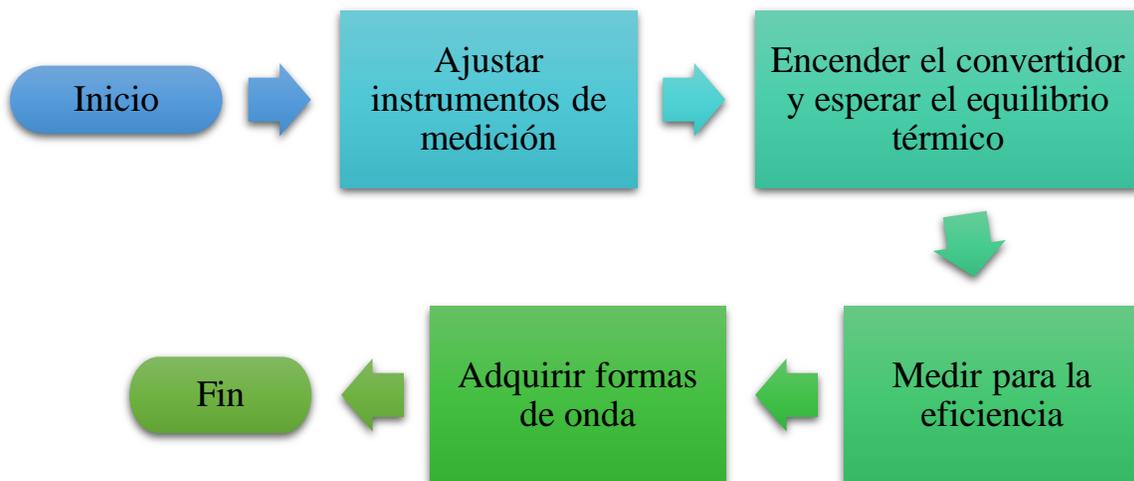


Figura 4-12. Procedimiento de caracterización de los convertidores

El punto de equilibrio térmico a plena carga se registró a los 40 minutos; en la Figura 4-13 se muestra la variación de la temperatura en los diez convertidores conforme transcurre el tiempo. La variación de la temperatura (de 40°C a 65°C) se debe a la variación de los parámetros de cada dispositivo y elemento, por ejemplo, en el convertidor A no se tienen las mismas mediciones que en el convertidor B, aunque se utilice el mismo modelo de MOSFET, resistencia o capacitor. Se observó que cuando el convertidor tiene mayor potencia su temperatura de operación aumenta.

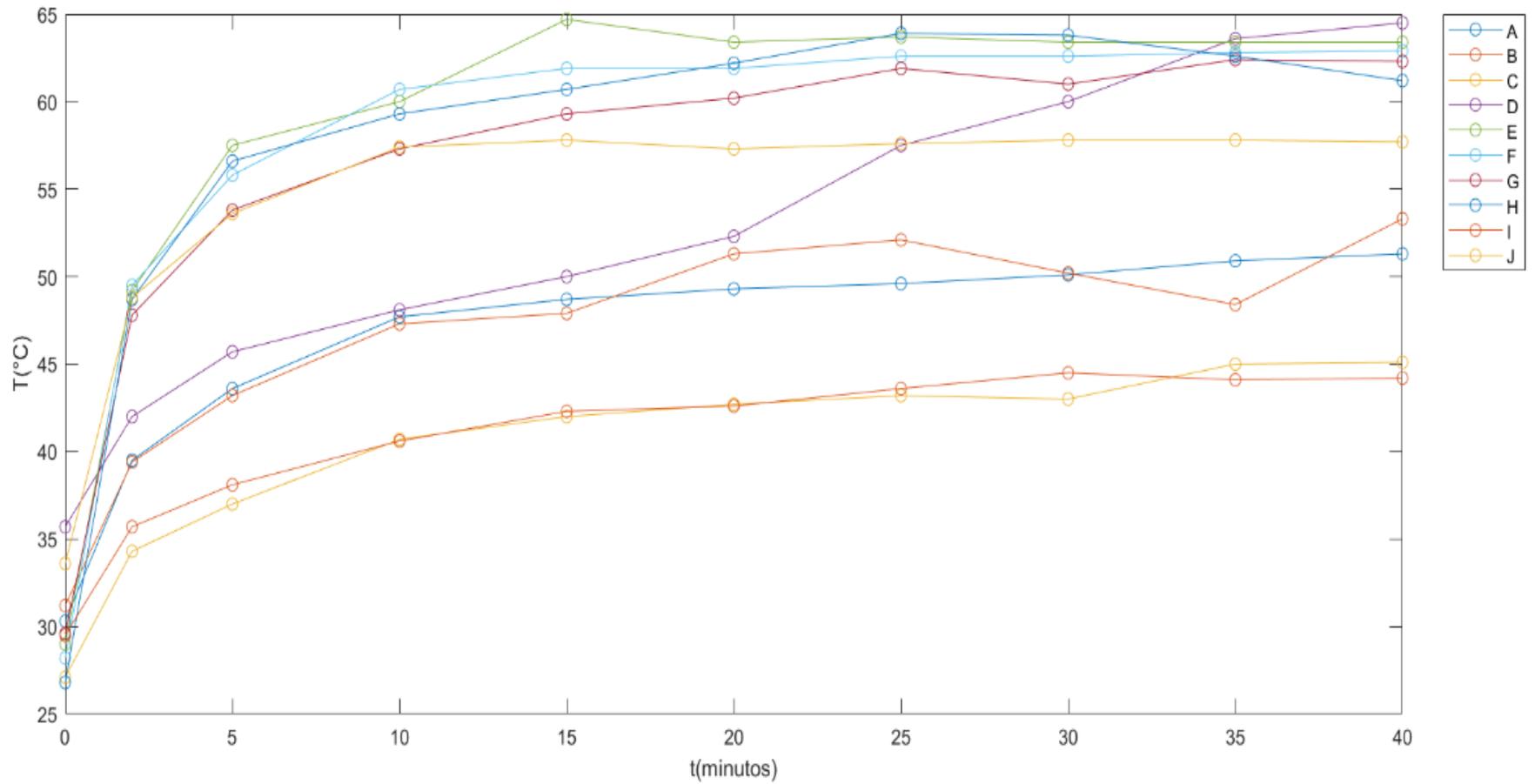


Figura 4-13. Dinámica de la temperatura de los convertidores

4.3. Aplicación de diferentes esfuerzos a los convertidores

La aplicación del estrés se hizo en dos etapas para conocer la dinámica del sistema, en [16] se menciona las pruebas deben ser relativamente cortas para no producir una falla destructiva y que el tiempo adecuado para cada prueba no sigue una regla o norma, por lo tanto se determina que las etapas son:

- 0 a 168 horas
- 168 a 336 horas

Se realizaron tres caracterizaciones:

- 0 horas
- 168 horas
- 336 horas

El convertidor elevador no tiene un sistema de control que permita cerrar el lazo, debido a que no permitiría observar el impacto que tiene el estrés en los parámetros a medir y solo se vería el efecto en el controlador, o se comprobaría la eficiencia del lazo de control.

La Figura 4-14 es la representación de I_o contra el tiempo. La corriente de salida promedio tiende a crecer: para el primer intervalo se obtiene una media de 3.3 % y en el segundo intervalo una media de 6.1%, estos porcentajes se obtienen al comparar los datos de la caracterización a las 0 horas.

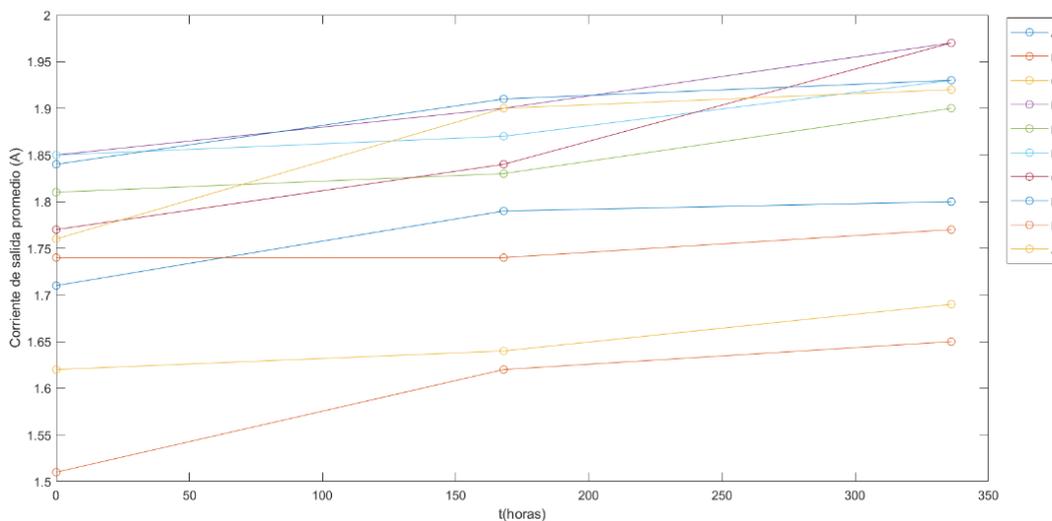


Figura 4-14. Corriente de salida promedio en los ciclos de estrés

En la Tabla 4-6 se observan los cambios en los convertidores, el convertidor con menor cambio es el B con 0% y 1.7%; con mayor cambio el G con 4% y 11.3%. La media de I_o es:

- En la primera etapa 0.058 A

- En la segunda etapa 0.107 A

Tabla 4-6. Cambio de I_o en las caracterizaciones

Convertidor	Cambio en la primera caracterización (%)	Cambio en la segunda caracterización (%)
A	4.7	5.3
B	0	1.7
C	1.2	4.3
D	2.7	6.5
E	1.1	5
F	1.1	4.3
G	4	11.3
H	3.8	4.9
I	7.3	9.3
J	8	9.1

La Figura 4-15 muestra voltaje de salida promedio contra el tiempo. Se tiene una media de crecimiento del 2.3% en el primer intervalo y 4.5% en el segundo. El convertidor con menor cambio es el C con 0.2% y 1.05%; con mayor cambio el H con 9% y 11.4% En la Tabla 4-7 se muestra el cambio de V_o con respecto a la primera caracterización.

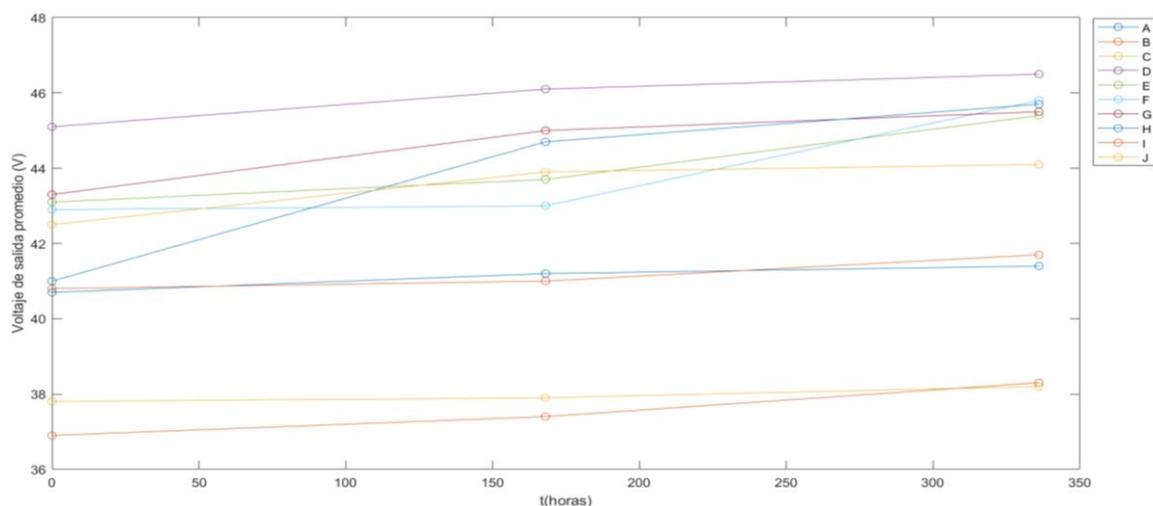


Figura 4-15. Voltaje de salida promedio en los ciclos de estrés

En la Tabla 4-7 se muestra el cambio de V_o con respecto a la primera caracterización.

Tabla 4-7. Cambio de V_o en los convertidores

Convertidor	Cambio en la primera caracterización (%)	Cambio en la segunda caracterización (%)
A	1.2	1.7
B	0.5	2.2
C	0.3	1.1
D	2.2	3.1
E	1.4	5.3
F	0.2	6.8
G	3.9	5.1
H	9	11.5
I	1.4	3.8
J	3.3	3.8

La media de V_o es:

- En la primera etapa 0.98 V
- En la segunda etapa 1.85 V

El valor de ΔV_C aumentó en promedio

- En la primera etapa 0.38 V (5.8%)
- En la segunda etapa 1.16 V (17.9%)

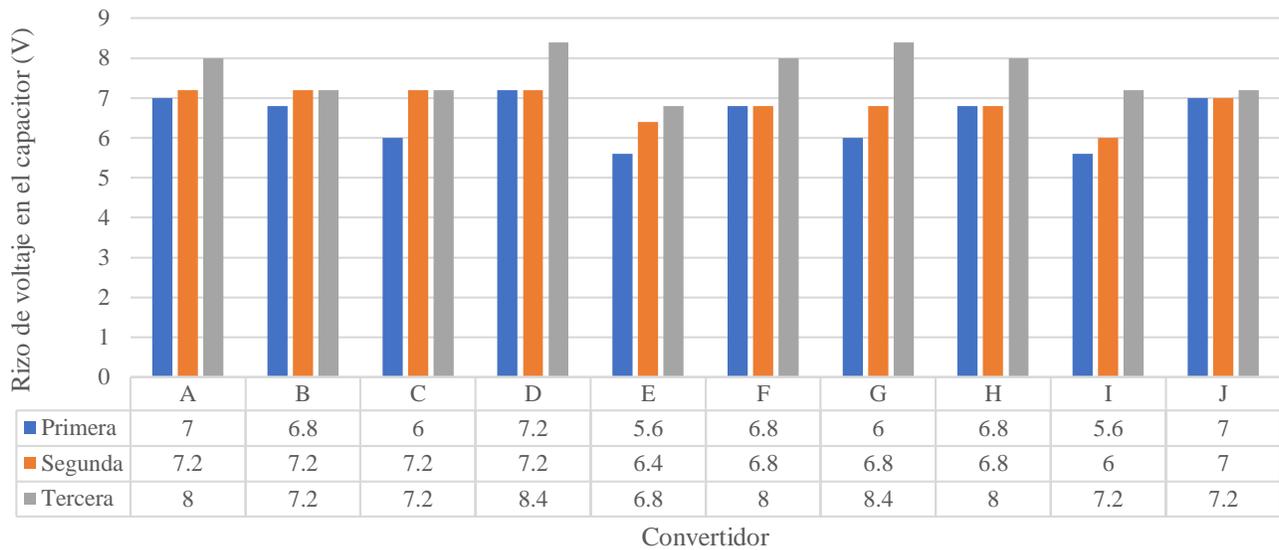


Figura 4-16. Rizo de voltaje en el capacitor

Otro parámetro a caracterizar es el ciclo de trabajo. En la Figura 4-17 (TL494CN), Figura 4-18 (MIC4420YN) y Figura 4-19 (IRLZ34) se muestra el incremento del ciclo de trabajo en la salida de cada dispositivo; las barras azules corresponden al tiempo 0, las naranjas al tiempo 168 horas y las grises a 336 horas.

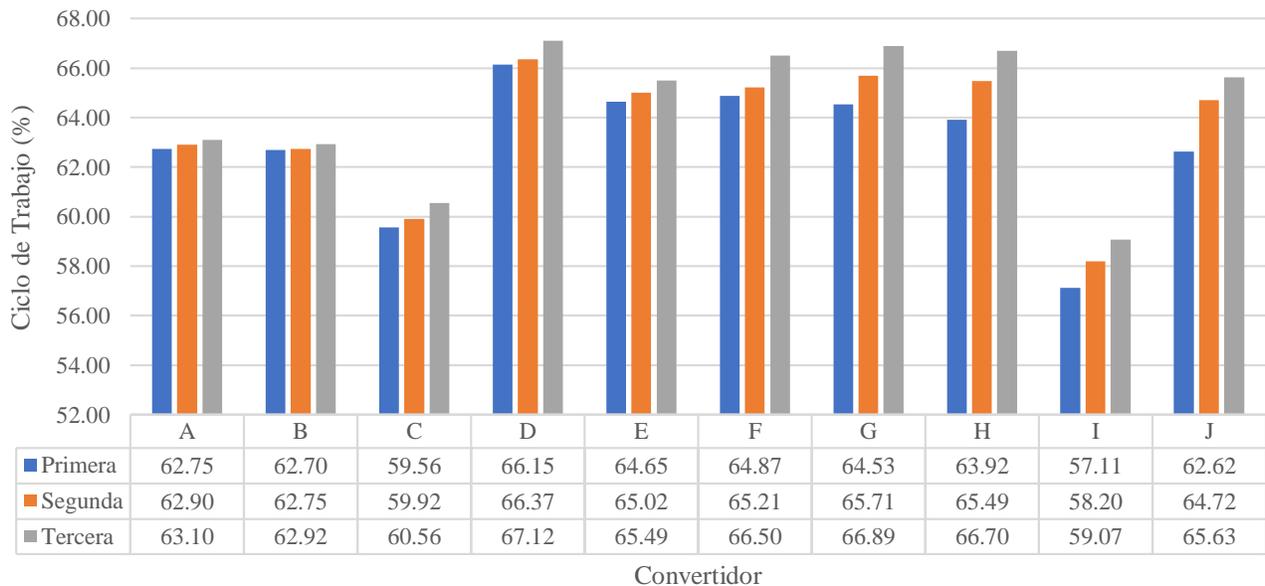


Figura 4-17. Ciclo de trabajo en TL494CN

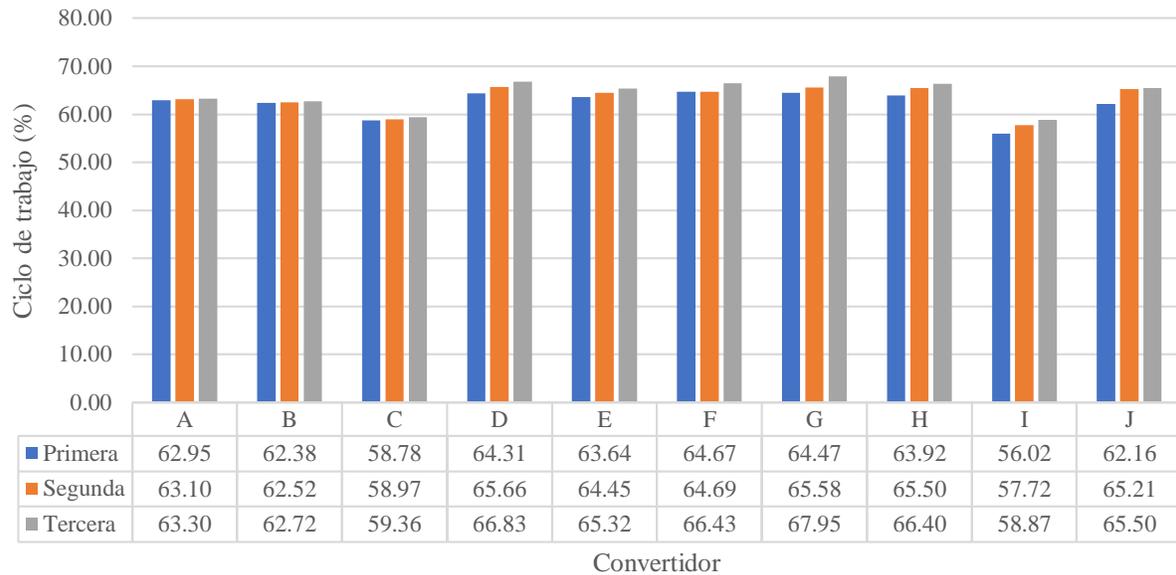


Figura 4-18. Ciclo de trabajo en MIC4420YN

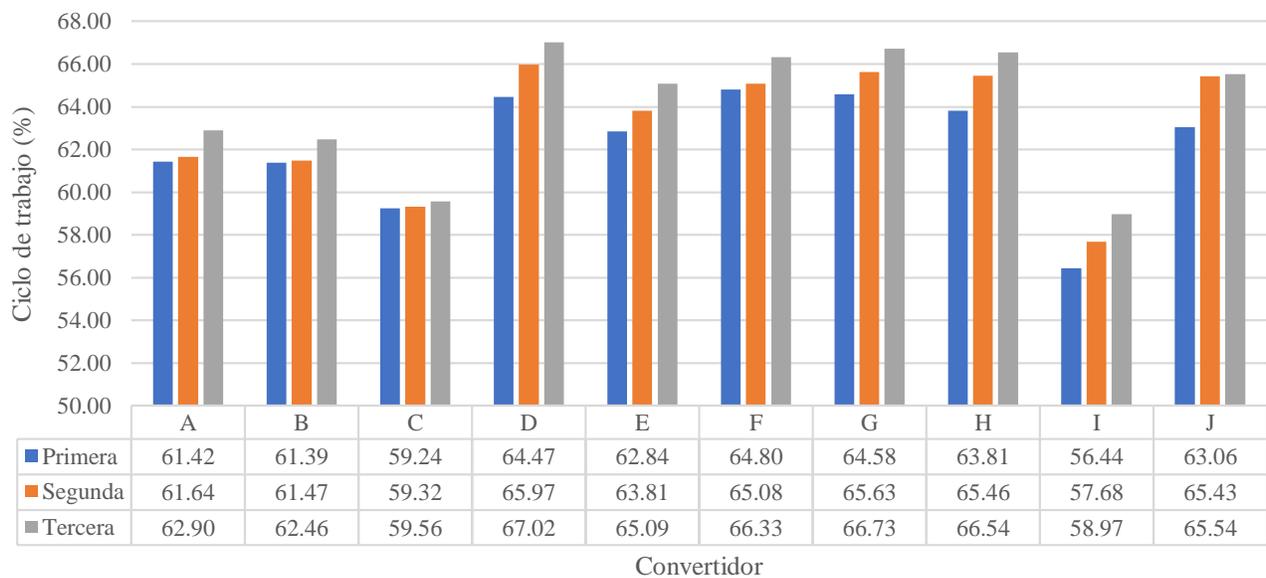


Figura 4-19. Ciclo de trabajo en la compuerta del IRLZ34

El rizo de corriente en el inductor creció:

- Primer intervalo 28.7%

- Segundo intervalo 47.6%

En la Figura 4-20 se grafica el rizo de corriente en el inductor conforme el tiempo.

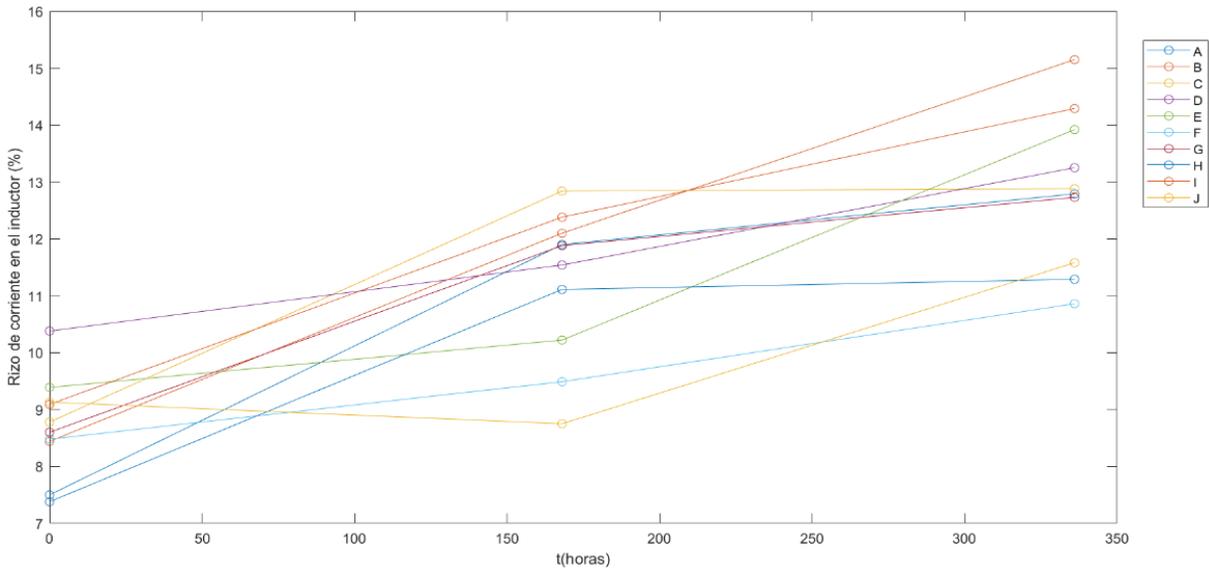


Figura 4-20. Cambio del rizo de corriente en el inductor conforme el tiempo

La corriente promedio en el inductor tuvo un incremento del 6.7% en el primer lapso y en el segundo de 13.5% conforme la primera caracterización, en la Figura 4-21 se observa cómo se incrementa la corriente.

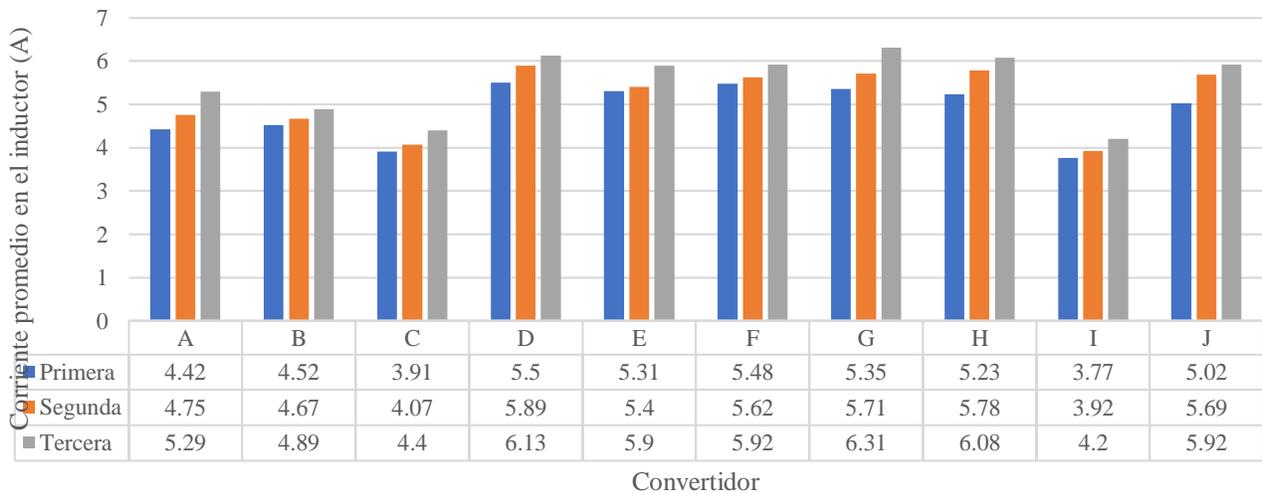


Figura 4-21. Corriente promedio en el inductor

4.4. Identificación de los elementos más propensos a fallas

Los parámetros presentados (I_o , V_o , D , ΔI_L , I_L) son los que tienen un cambio drástico en el convertidor. Si se observan (4-3) y (4-4), el parámetro común en las ecuaciones es el ciclo de trabajo.

En (4-4) se obtiene ΔI_L el cual, en las caracterizaciones tiene el porcentaje mayor en cambio. En el caso de (4-3), el valor de ΔV_C tiene una variación del 1.6% y 9.4% con respecto al tiempo 0; por lo tanto, los elementos con mayor tendencia a deteriorarse en este análisis son:

- Inductor: Incremento en el rizo de corriente del 47.6% al finalizar el estrés térmico.
- Capacitor de salida: Incremento del rizo de 9.4%.
- Sistema de conmutación (TL494CN, MIC4420YN, voltaje de compuerta de IRLZ34): Incremento del ciclo de trabajo del 3% al finalizar el estrés térmico.

En la Figura 4-22 y la Figura 4-23 se observa una gráfica que indica el porcentaje de cambio en el convertidor, donde

- $f(V4)$: Frecuencia en el TL494CN
- $f(VR)$: Frecuencia en el MIC4420YN
- $f(VG)$: Frecuencia en la compuerta del IRLZ34
- $DT(V4)$: Ciclo de trabajo en el TL494CN
- $DT(VR)$: Ciclo de trabajo en el MIC4420YN
- $DT(VG)$: Ciclo de trabajo en la compuerta del IRLZ34
- M : Ganancia del convertidor
- $Rizo(Vc)$: Rizo en el capacitor
- $Rizo(IL)$: Rizo en el inductor

Después de conocer qué parámetros se degradaron, se aplica una prueba estadística para conocer si cambiaron de forma significativa. Para el caso de valores dependientes en el proceso de envejecimiento se utiliza la prueba T por pares.

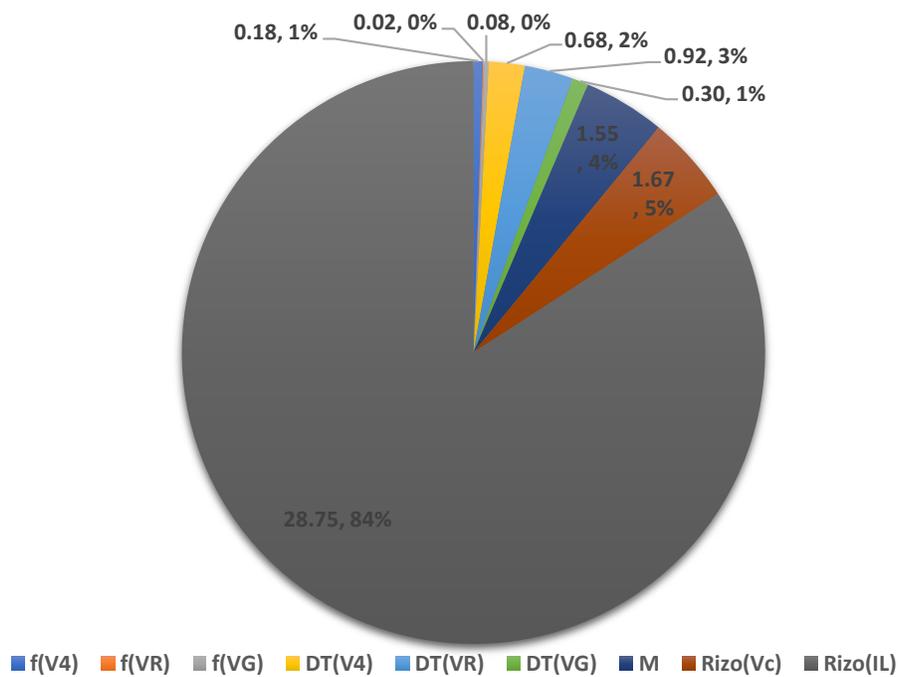


Figura 4-22. Porcentaje de cambio general en el convertidor en el primer intervalo

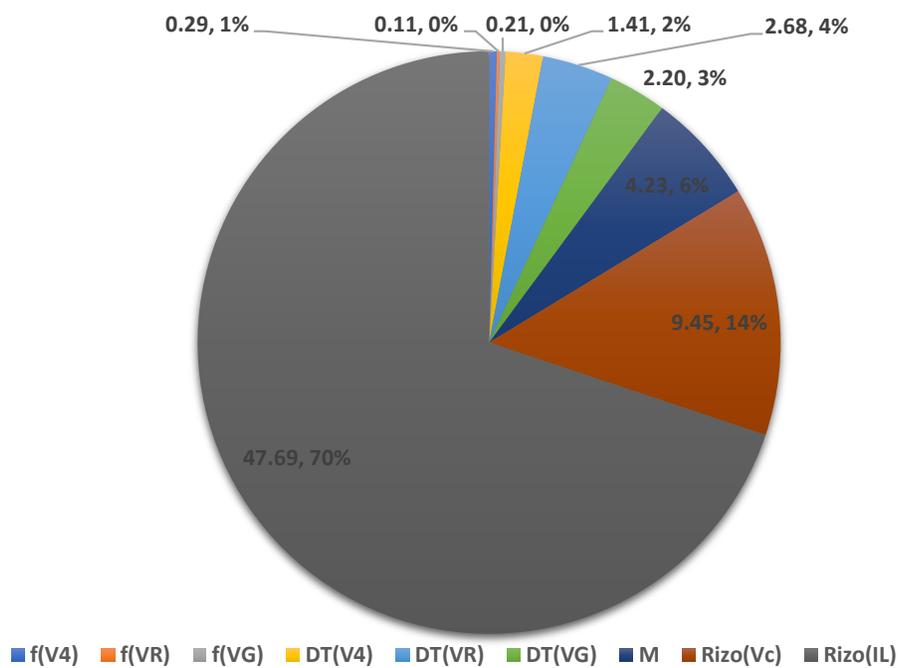


Figura 4-23. Porcentaje de cambio general en el segundo intervalo de tiempo

Primero se denota la hipótesis nula como H_0 y el promedio poblacional de las diferencias entre las tres caracterizaciones como μ_d . En el uso de la prueba pareada se les nombra poblaciones:

$$H_0 : \mu_d = 0 \quad (4-10)$$

Sea \bar{x}_d el promedio de la diferencia de las dos muestras, para plantear la hipótesis alternativa H_1 :

$$H_1 : \mu_d \neq 0 \quad (4-11)$$

El estadístico de prueba para este caso es

$$t_{prueba} = \frac{\bar{x}_d}{s_d / \sqrt{n}} \quad (4-12)$$

donde n es el tamaño de la muestra y s_d es la desviación estándar de las diferencias. Los grados de libertad se obtuvieron con

$$gl = n - 1 \quad (4-13)$$

Conforme la tabla estadística para el nivel de confianza del 95% ($\alpha = 0.05$) con 9 grados de libertad, se obtuvo el valor crítico de $t_{0.025,9} = \pm 2.262$. El valor 0.025 resulta de dividir 0.05 entre dos porque la distribución es bilateral. En la Figura 4-24 se observa la región marcada en rojo como el área de rechazo para H_0 .

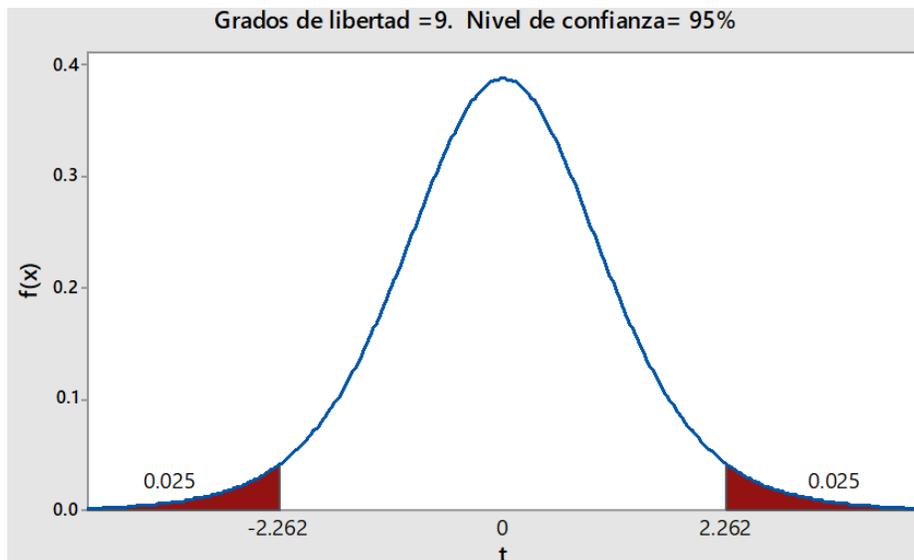


Figura 4-24. Distribución de t_{prueba} con 9 grados de libertad con un nivel de confianza del 95%

En la Tabla 4-8 se registran los valores obtenidos en la prueba pareada de las primera y segunda caracterización del convertidor. El parámetro que entra en la región roja de la Figura 4-24 es ΔI_L , esto indica que existe una diferencia significativa entre 0 y 168 horas. Los valores que entran en el área de rechazo para H_0 de la Figura 4-24 se marcan en color rojo.

Tabla 4-8. Prueba T por pares para la primera y segunda caracterización

Parámetro	f_{V4}	f_{VR}	f_{VG}	DT_{V4}	DT_{VR}	DT_{VG}	M	ΔV_c	ΔI_L
t_{prueba}	-0.73	-0.18	0.99	-0.83	-1.58	-0.47	1.41	0.50	-4.73

La Tabla 4-9 muestra los valores obtenidos del estadístico de prueba entre la segunda y tercera caracterización. Se observa que los parámetros en el área de la diferencia significativa son f_{V4} , DT_{VR} , DT_{VG} , M , ΔV_c y ΔI_L .

Esto indica que los cambios más drásticos estuvieron entre las 168 horas y las 336 horas.

Tabla 4-9. Prueba T por pares para la segunda y tercera caracterización

Parámetro	f_{V4}	f_{VR}	f_{VG}	DT_{V4}	DT_{VR}	DT_{VG}	M	ΔV_c	ΔI_L
t_{prueba}	-2.7	-1.97	-1.01	-0.50	-4.06	-11.71	-3	2.57	-4.24

La Tabla 4-10 indica que DT_{VR} , DT_{VG} , M , ΔV_c y ΔI_L cambiaron de manera significativa.

Tabla 4-10. Prueba T por pares para la primera y tercera caracterización

Parámetro	f_{V4}	f_{VR}	f_{VG}	DT_{V4}	DT_{VR}	DT_{VG}	M	ΔV_c	ΔI_L
t_{prueba}	-1.20	-0.95	-2.18	-0.98	-5.6	-3.86	-4.33	-3.20	-9.62

El parámetro DT_{VR} tuvo un cambio significativo en la segunda y tercera caracterización. En la página de MICROCHIP se presenta un informe de confiabilidad donde estiman el MTTF del dispositivo (ver Figura 4-25).

Prueba de vida dinámica

Temperatura de prueba (C) : 78
Temperatura reducida (C) : 55
Energía de activación (eV) : 0.7
Factor de aceleración : 125

Proceso	Periodo de informe	Falla	Horas del dispositivo	AJUSTE @ 60% CL	MTTF (Horas)
24K	Desde el año 2017	0 0	2786819	4.2 4.2	237011165
24K	Acumulativo	0 0	2786819	4.2 4.2	237011165

Figura 4-25. Informe de confiabilidad para el MIC4420YN [40]

El MTTF indica el tiempo promedio en que el MIC4420YN será operacional a 55°C; en aplicaciones comerciales regularmente utilizan un nivel de confianza del 60% para mostrar el límite máximo de degradación del dispositivo. Comparando los datos de la Figura 4-25 y los obtenidos en la caracterización, se observa que el dispositivo se degrada con un nivel de confianza del 95% a partir de las 5980.8 horas a una temperatura de 25°C.

N-CHANNEL ACCELERATED OPERATING LIFE TEST RESULT	
Sample Size	4099
Equivalent Device Hours	3 696 648 230
Failure Rate in FIT	0.839

Figura 4-26. Informe de confiabilidad para el IRLZ34 [41]

En cuanto al cambio significativo del parámetro DT_{VG} se investigó que el fabricante VISHAY (ver Figura 4-26) estima que sus MOSFET tipo N presentarán su primera falla a las 839×10^6 horas [41] (FIT igual 0.839), sin embargo, el dispositivo presenta un desgaste a partir de las 5980.8 horas a una temperatura de 25°C. Esto se observa al comparar las mediciones de la compuerta del MOSFET y las mediciones del MIC4420YN.

El cambio en la ganancia representa el impacto del estrés en el sistema, por ejemplo, en la primera caracterización se obtuvo una media en la ganancia de 2.44 y en la segunda caracterización una media de 2.47, esto indica que en la primera etapa hubo una variación del 1.5% y en la segunda etapa del 4.2%.

El valor de ΔV_C se ve afectado por $D I_o, f$ y C . Al sustituir en (4-3) los parámetros medidos y considerar la capacitancia de 2.2 μF (ver Tabla 4-11) no se obtienen los valores de la Figura 4-16.

Tabla 4-11. Valores del rizo de voltaje en el capacitor obtenidos de los parámetros medidos

Convertidor	Primera caracterización (V)	Segunda caracterización (V)	Tercera caracterización (V)
A	4.97	5.23	5.26
B	5.00	5.01	5.09
C	4.36	4.44	4.62
D	5.75	5.91	6.20
E	5.27	5.37	5.62
F	5.47	5.56	5.83
G	5.36	5.63	6.13
H	5.45	5.80	5.96
I	3.97	4.33	4.47
J	5.20	5.78	5.92

Esto indica que hubo un cambio en la capacitancia que afectó en un 32% el valor de ΔV_C . En la primera caracterización, cuando los capacitores se encontraban sin estresar se midió el rizo de voltaje y a partir de ese punto se realiza el estrés y las caracterizaciones posteriores. No es posible obtener un historial de datos sobre el estrés previo a utilizar los capacitores, sin embargo, al tener la primera caracterización se puede tener un punto inicial que ayuda a analizar el comportamiento.

En [42] se realiza un estudio donde se observa el envejecimiento de la capacitancia, en la Figura 4-27 se observan la capacitancia inicial, el intervalo de fallas ligeras, la tasa de degradación y la falla catastrófica. La tasa de degradación depende de:

- La presencia de fracturas microscópicas (microvoides) de alta energía en las aleaciones metálicas y en los plásticos.
- Defectos en el dieléctrico.
- Química del polímero.

- Conductividad térmica.
- Estrés eléctrico.

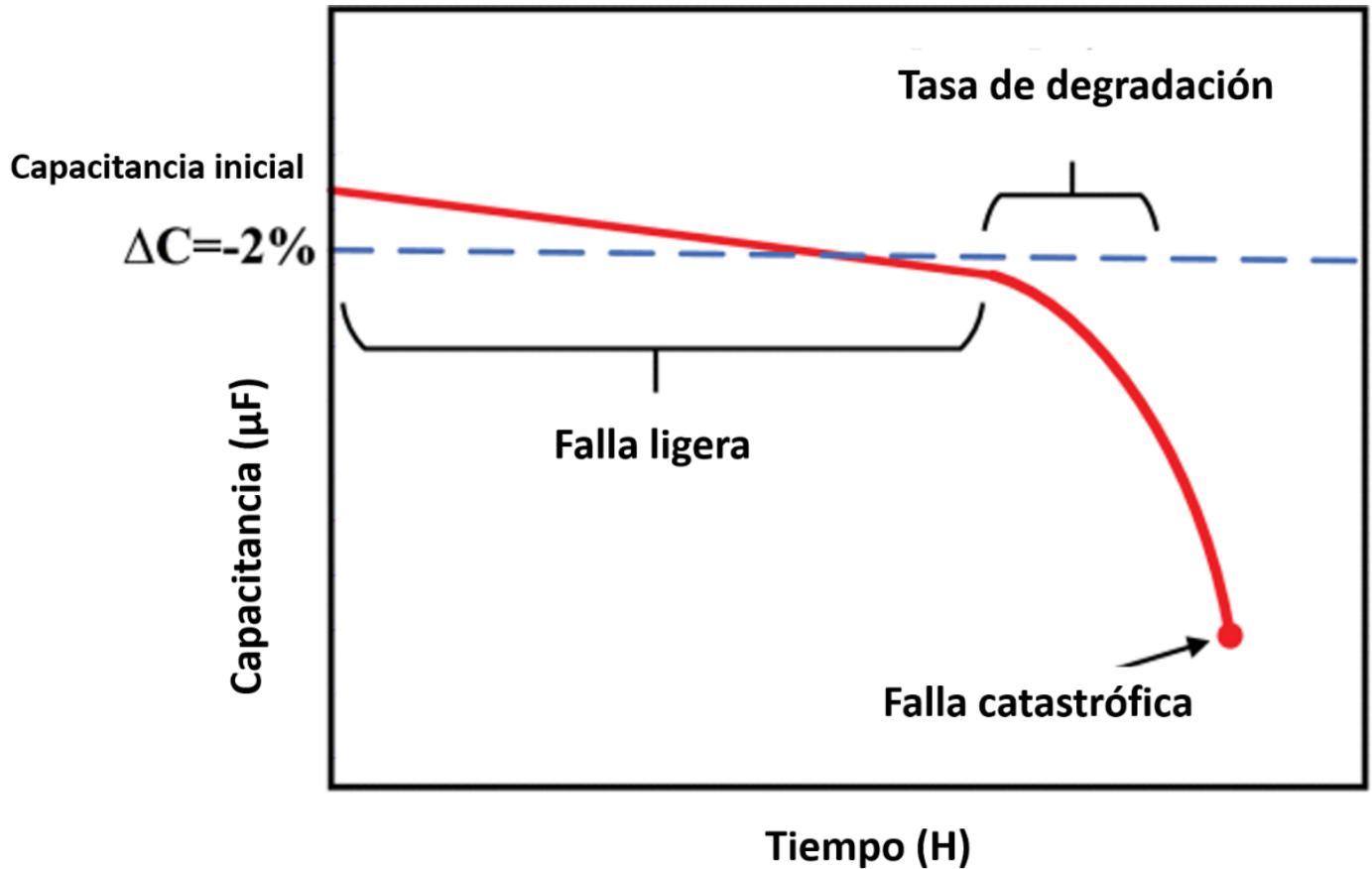


Figura 4-27. Envejecimiento de la capacitancia [42]

El envejecimiento térmico estimula las reacciones químicas en los polímeros que conducen a la división de la estructura química y reducen la longitud y el peso molecular. A su vez, la reducción del peso molecular reduce la resistencia mecánica y conduce a la baja ductilidad del material. La presencia y propagación de microvoides en películas dieléctricas bajo las influencias del estrés inicia el envejecimiento de la descarga del capacitor [42].

El valor de ΔI_L se ve afectado por el voltaje de entrada, el ciclo de trabajo, la frecuencia de conmutación y la inductancia. Con (4-4) se calcula ΔI_L con los parámetros medidos y se observa que no coincide con los valores en la Tabla 4-12, además de disminuir progresivamente en cada caracterización. El único valor que se utilizó de forma constante para calcular ΔI_L fue la inductancia proporcionada en la hoja de datos. Es necesario analizar los factores que modifican la inductancia.

Tabla 4-12. Rizo de corriente en el inductor calculado con los parámetros medidos

Convertidor	Primera caracterización (%)	Segunda caracterización (%)	Tercera caracterización (%)
A	6.30	6.02	5.46
B	6.31	6.02	5.66
C	6.96	6.45	6.10
D	5.51	5.18	4.92
E	5.46	5.57	4.85
F	5.42	5.23	5.02
G	5.63	5.25	4.91
H	5.68	5.15	5.03
I	6.91	6.61	6.28
J	5.82	5.31	5.14

En [43] se reporta que B es proporcional a la temperatura de operación y que la vida útil del elemento magnético depende de la deriva paramétrica de la densidad de flujo (ΔB).

Los valores de B y H se relacionan con μ de acuerdo a:

$$B = \mu H \quad (4-14)$$

El inductor está fabricado con material 75-TAF200 de CURIE INTERNATIONAL, en la *Figura 4-28* se observa cómo disminuye la permeabilidad cuando aumenta H .

La consecuencia del cambio de la permeabilidad implica que la inductancia varía; esto se puede ver en (4-15).

$$L = \frac{N^2 \mu S}{MPL} \quad (4-15)$$

donde N es el número de vueltas, S la sección del núcleo y MPL la longitud promedio de la trayectoria magnética.

75- TAF200

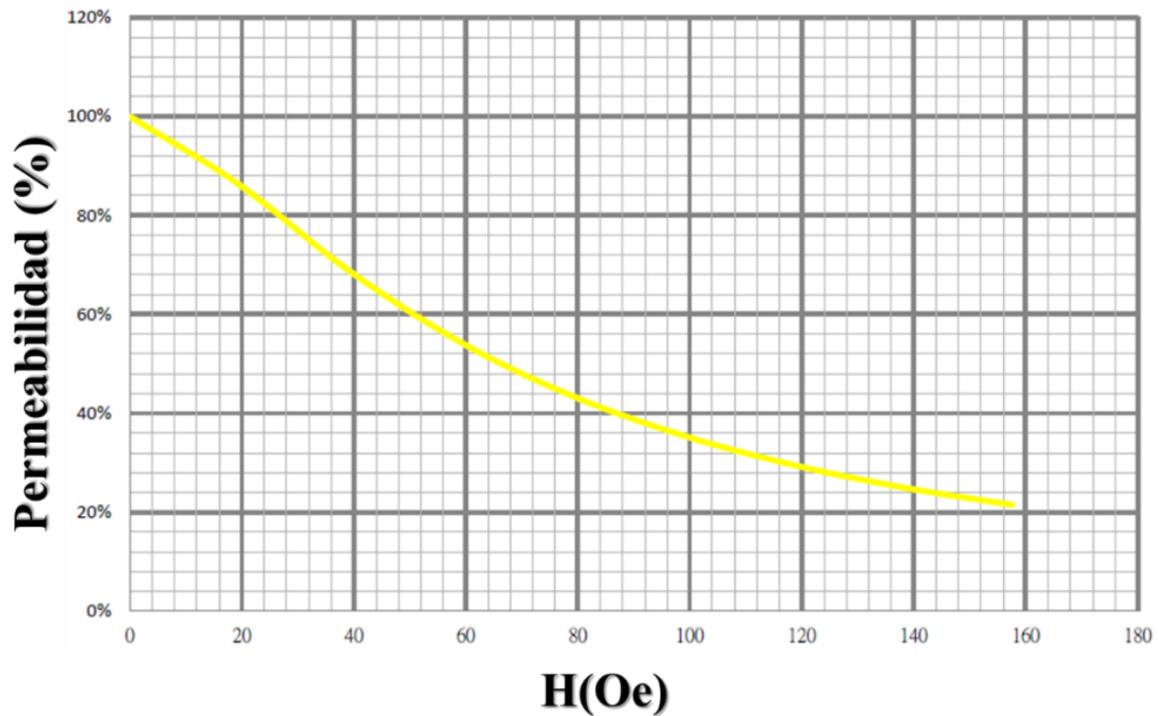


Figura 4-28. Comportamiento de la permeabilidad en función del campo magnético

En la Figura 4-29 se observa cómo disminuye la inductancia conforme aumenta la corriente en el inductor; esto se puede relacionar con el comportamiento de la Figura 4-21, donde I_L crece conforme transcurre el tiempo.

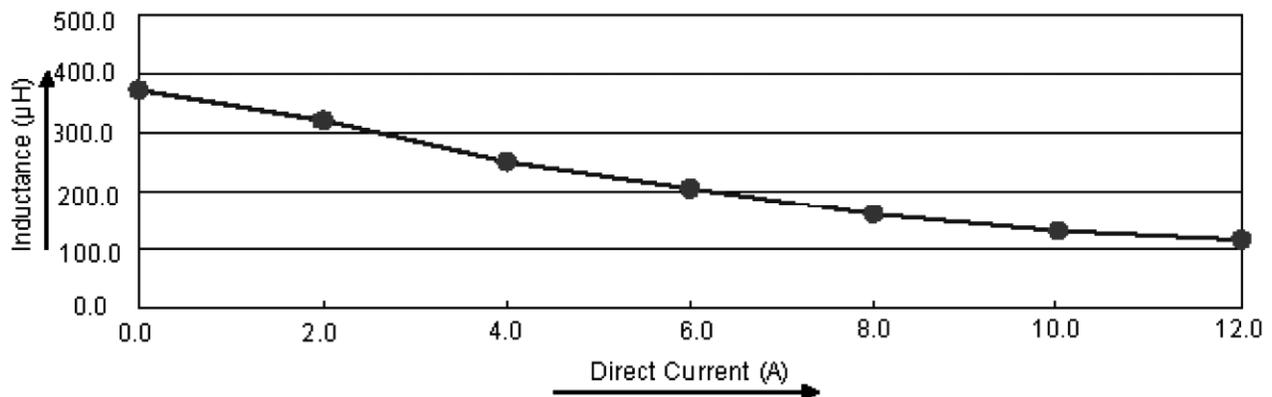


Figura 4-29. Corriente directa contra inductancia [44]

La variación de la inductancia modifica el rizo de corriente en el inductor; por lo tanto, al disminuir la inductancia aumenta ΔI_L .

En [43] y [45] se desarrolla un estudio sobre la densidad de flujo magnético y cómo cambia cuando aumenta la temperatura. Los pequeños incrementos de la densidad de flujo se denotan como ΔB ; en el modelo utilizan la deriva paramétrica, el modelo activado térmicamente con el tiempo y la geometría del elemento magnético. En (4-16) se observa la ecuación que incluye estos parámetros.

$$\Delta B = \frac{N\mu K_B T_D}{V_N \Delta B_C} \ln \left(1 + \frac{V_N V(T) \Delta B_C B_o}{N\mu K_B T_D} t \right) \quad (4-16)$$

donde K_B es la constante de Boltzmann, T_D es la diferencia del recíproco de la temperatura de operación y de estrés, V_N el volumen del núcleo, ΔB_C la densidad de flujo máxima, $V(T)$ la vida útil que se espera tenga el elemento magnético, B_o la densidad de flujo inicial y t el tiempo.

El cambio de la densidad de flujo perjudica la intensidad del campo magnético; ambos se relacionan por la permitividad del material de forma que, al cambiar esta última, se modifica la inductancia.

En [46] se recomienda calcular la inductancia máxima L_{max} con la fórmula

$$L_{max} = \frac{N A_{core} B_{pico}}{I_{max}} \quad (4-17)$$

- A_{core} es el área del núcleo
- B_{pico} es la densidad de flujo pico
- I_{max} la corriente máxima en el núcleo

Además, se plantea que $B_{pico} < \Delta B_C$, el valor de B_{pico} es

$$B_{pico} = B_{ac} \frac{I_{max}}{I_{max} - I_L} \quad (4-18)$$

donde B_{ac} es la densidad de flujo en AC.

5. Conclusiones y trabajos futuros

Los resultados del proyecto de investigación indican que el inductor fue el elemento con mayor cambio, esto se reflejó en ΔI_L , modificando sus valores en promedio para los diez prototipos:

- 84% de cambio para el primer intervalo
- 70% de cambio para el segundo intervalo

Este porcentaje de cambio en los convertidores se reflejó en el rizo de corriente y la corriente promedio en el inductor. El cambio se produjo por el deterioro del material ocasionado por la temperatura de estrés y la temperatura de operación del convertidor tipo Elevador.

La corriente de saturación del inductor es de 10.5 A a 100 kHz. El convertidor G fue el que alcanzó un mayor nivel de corriente en el inductor, en el cual el valor máximo del rizo es 6.6 A, pero presenta un transitorio de 7.3 A. La tendencia en el inductor indica que si el convertidor volviera a estresarse térmicamente alcanzaría la corriente de saturación, entonces el inductor se comportaría como un elemento no magnético, ocasionando que se produzca un cortocircuito.

Al principio de las pruebas se creía que el dispositivo a fallar sería el TL494CN, porque su temperatura de operación era la menor y que, por lo tanto, habría una deriva en sus parámetros; sin embargo, tuvo un incremento del 3% en el ciclo de trabajo, mientras que la frecuencia de conmutación cambió menos del 0.01%.

El MC7808CT presentó un comportamiento estable y fue suficiente para alimentar el circuito de conmutación.

Los trabajos futuros con respecto a esta investigación son:

- Modelar la deriva paramétrica de los dispositivos y elementos.
- Desarrollar prototipos con otra configuración de convertidor CD-CD y observar si el estrés térmico causa el mismo efecto.
- Estresar con otro factor los convertidores.

6. Referencias

- [1] A. García, "En energía, México debe apuntar al Sol" Deloitte Touche Tohmatsu Limited, 6 Agosto 2019. [En línea]. Disponible: <https://www2.deloitte.com/mx/es/pages/dnoticias/articles/energia-solar-en-mexico.html#>. [Último acceso: 18 Febrero 2020].
- [2] S. d. energía, "Se inaugura la planta solar Villanueva en Coahuila" Gobierno de México, 22 Marzo 2018. [En línea]. Disponible: <https://www.gob.mx/sener/articulos/se-inaugura-la-planta-solar-villanueva-en-coahuila>. [Último acceso: 18 Febrero 2020].
- [3] Enphase, "Products and Services Microinverter Family (EN-US)" 1 Enero 2020. [En línea]. Disponible: <https://enphase.com/en-us/products-and-services/microinverters/family>. [Último acceso: 18 Febrero 2020].
- [4] K. Jemin, C. Sungsoon y L. Kwanhun, "Reliability Prediction Approach of CD-CD Converter with Electrical Stress Analysis" de *CIPS 2014; 8th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, Nuremberg, 2014.
- [5] Y. Shaoyong, B. Augus, M. Philip, X. Dawei, R. Li y T. Peter, "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. XLVII, n° 3, pp. 1441-1451, 2011.
- [6] K. Priyadarshini y A. Raju, "Reliability of DC-DC converters used as MPPT in grid connected photovoltaic systems" de *2016 International Conference on Circuits, Controls, Communications and Computing (I4C)*, Bangalore, 2016.
- [7] R. Burkart, J. Kolar y G. Griepentrong, "Comprehensive comparative evaluation of single- and multi-stage three-phase power converters for photovoltaic applications" de *Intelec*, Scottsdale, 2012.

- [8] J. Falck, C. Felgemacher, A. Rojko, M. Liserre y P. Zacharias, "Reliability of Power Electronics Systems: An Industry Perspective" *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. XII, n° 2, pp. 24-35, 2018.
- [9] H. Wang, M. Liserre y F. Blaabjerg, "Toward Reliable Power Electronics: Challenges, Design Tools, and Opportunities" *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. VII, n° 2, pp. 17-26, 2013.
- [10] A. Aggarwal, K. Enamul, D. Huitink, N. Sinha, E. Armagan y K. Cao, "Coupled Accelerated Stress Tests for Comprehensive Field Reliability–Synergistic effects of Moisture and Temperature Cycling" de *2015 IEEE International Reliability Physics Symposium*, Monterey , 2015.
- [11] K. Gray y J. Paschkewitz, *Next Generation Halt and Hass: Robust Design of Electronics and Systems*, Malaysia: Wiley, 2016.
- [12] D. Xiaoxue, S. Yufeng, W. Hu y Q. Bangyan, "Temperature-humidity oriented reliability prediction for electronic equipments" de *The Proceedings of 2011 9th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety*, Guiyang, 2011.
- [13] L. Guocai, "Reliability evaluation models for high-reliability & long-life and high-reliability & short-life products" de *The Proceedings of 2011 9th International Conference on Reliability, Maintainability and Safety*, Guiyang, 2011.
- [14] G. Kakalois, "Physics Department Home" Universidad de Minnesota, 16 Noviembre 2008. [En línea]. Disponible: http://groups.physics.umn.edu/disorder/research_si.html. [Último acceso: 17 Octubre 2018].
- [15] G. Paschkewitz, "Combined Voltage and Temperature Acceleration Factor" de *Next Generation Halt and Hass. Robust Design of Electronics and Systems*, Malaysia, Wiley Series in Quality & Reliability Engineering , 2016, p. 41.
- [16] W. Grant, C. Coombs y R. Moss, *Handbook of Reliability Engineering and Management*, New York: McGraw-Hill, 1996.

- [17] B. Agarwal, S. Tayal y M. Gupta, *Software Engineering & Testing: An Introduction*, Londres: Sudbury: Jones and Bartlett Publishers, 2010.
- [18] P. Kales, *Reliability: For Technology, Engineering, and Management*, .: Prentice Hall, 1997.
- [19] M. 18, "Soporte técnico de Minitab 18" Minitab 18, 1 Enero 2019. [En línea]. Disponible: <https://support.minitab.com/es-mx/minitab/18/help-and-how-to/modeling-statistics/reliability/supporting-topics/reliability-metrics/what-is-mttf/>. [Último acceso: 21 Mayo 2020].
- [20] E. Escalante, *Análisis y mejoramiento de la calidad*, México: Limusa, 2006.
- [21] D. Crowe, *Design for Reliability*, Washington D.C.: Tayler & Francis Group, 2001.
- [22] K. Gray y J. Paschkewitz, *Next Generation Halt and Hass. Robust Design of Electronics and Systems*, Malaysia: Wiley Series in Quality & Reliability Engineering, 2016.
- [23] W. Tomasi, "Acoplamiento Inductivo" de *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, México, Prentice Hall, 2003, p. 167.
- [24] H. Barco, E. Rojas y E. Restrepo, *Física: Principios de Electricidad y Magnetismo*, Manizales: Universidad Nacional de Colombia, 2012.
- [25] A. V. d. Bosshe y V. Cekov, "Permeability" de *Inductors and Transformers for Power Electronics*, Londres, Taylor & Francis Group, 2005, p. 8.
- [26] W. Gerard y W. Wölflé, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, Reino Unido: Wiley, 2013.
- [27] R. Fowler, "Capítulo 12: Capacidad" de *Electricidad: Principios y Aplicaciones*, Washington, Reverté, 1994, pp. 257-261.
- [28] J. Francois Machut, "Capítulo 4: Selección de un Capacitor" de *Selección de Componentes en Electrónica*, Barcelona, Marcombo, 2000, pp. 71-87.

- [29] M. Rashid, "Diodos Semiconductores de Potencia y Circuitos" de *Electrónica de Potencia, Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, México, Pearson Prentice Hall, 2004, pp. 31-39.
- [30] A. Sedra, K. Smith, T. Chan y V. Gaudet, "MOS Field-Effect Transistors (MOSFETs)" de *Microelectronic Circuits*, New York, The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 2020, pp. 244-249.
- [31] NASA, *EEE Parts Derating PRACTICE NO. PD-ED-1201*, Ohio: NASA Reliability Preferred Practices for Design and Test, 1993.
- [32] R. Walpole, R. Myers, S. Myers y K. Ye, *Probabilidad y Estadística para Ingeniería y Ciencias*, México: Pearson Education, 2012.
- [33] J. Moncada, "Prueba de Hipótesis" de *Estadística para Ciencias del Movimiento Humano*, Costa Rica, Editorial de la Universidad de Costa Rica, 2005, p. 9.
- [34] M. 19, "Soporte de Minitab 19" Minitab, 1 Enero 2020. [En línea]. Disponible: <https://support.minitab.com/es-mx/minitab/19/help-and-how-to/statistics/basic-statistics/how-to/paired-t/before-you-start/overview/>. [Último acceso: 21 Abril 2020].
- [35] S. Ang y A. Oliva, "Boost Converter" de *Power-Switching Converters*, Nueva York, Taylor & Francis Group, 2005, pp. 32-38.
- [36] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, "Step-Up (Boost) Converter" de *Power electronics: Converters, Applications and Design*, New York, John Wiley & Sons, Inc, 1995, pp. 172-178.
- [37] J. McGinty, "Microchip" 1 Marzo 1998. [En línea]. Disponible: <https://www.microchip.com/wwwcategory/taxonomysearch/>. [Último acceso: 10 Abril 2018].
- [38] J. Bacells, "Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos" de *Técnicas de desacoplamiento y distribución de alimentación*, México, Marcombo, 1992, pp. 145-166.
- [39] T. Instruments, "Texas Instruments Quality & Reliability" Texas Instruments, 1 Enero 2020. [En línea]. Disponible: <https://www.ti.com/quality/docs/estimator.tsp>. [Último acceso: 19 Mayo 2020].

- [40] M. T. Inc, "Microchip" Microchip Technology Inc, 10 Marzo 2020. [En línea]. Disponible: <https://www.microchip.com/reliabilityreport/Default.aspx>. [Último acceso: 14 Abril 2020].
- [41] VISHAY, "Document Library Vishay" VISHAY, 9 Junio 2015. [En línea]. Disponible: <http://www.vishay.com/how/onlineliterature/online-libraries/>. [Último acceso: 14 Abril 2020].
- [42] H. Umran, F. Wang y H. Yushuang, "Ageing: Causes and Effects on the Reliability of Polypropylene Film Used for HVDC Capacitor" *IEEE Access*, vol. VIII, pp. 40413-40430, 2020.
- [43] H. Jimenez, Modelado con Activación Térmica de la Deriva Paramétrica en Núcleos Magnéticos para Convertidores Electrónicos de Potencis, Cuernavaca: CENIDET, 2015.
- [44] M. Pro, "Newark" 1 Enero 2019. [En línea]. Disponible: <https://mexico.newark.com/multicomp/mcap115018062a-381mu/inductor-380uh-20/dp/74R9845>. [Último acceso: 16 Abril 2020].
- [45] M. González, Diseño e Implementación de un Set de Pruebas para Estimar la Vida Útil de los Núcleos Magnéticos para Inversores Fotovoltaicos Compactos, Aplicando un Modelo Térmicamente Activado, Querétaro: Instituto Tecnológico de Querétaro, 2019.
- [46] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, "Inductor Design Procedures" de *Power Electronics, Converters, Applications and Design*, New York, John Wiley & Sons Inc, 1995, pp. 760-767.
- [47] Department of Defense United States of America, Military Handbook: Electronic Reliability Design Handbook,, Chicago: Reliability Analysis Center, 1987.

7. Anexo A

Tabla 7-1. Dispositivos y elementos seleccionados

Dispositivo	Nombre del dispositivo en la simulación	No. Fabricante	Descripción general	Temperatura (°C)	Material
Inductor (convertidor)	L1	MCAP115018062A-381MU	Inductor Toroidal, Potencia, Serie MCAP, 380 μ H, 10.5 A, 0.07 ohm, \pm 20%	-55° a +130	
Capacitor (convertidor)	C3	SMR15225J63B12L16.5CBULK	Capacitor de Película CD, 2.2 μ F, 63 V, PP (Polipropileno), \pm 5%, SMR Series	-55° a +150	La serie SMR es un condensador de película metalizado con electrodos de aluminio evaporados al vacío.
Controlador	U4	MIC4420YN	Driver MOSFET Sencillo, No Inversor, Alimentación:4.5V-18V, Salida Pico:6A, Salida:1.7 Ohm	-40° a +85	
MOSFET	Q1	IRLZ34PBF	Transistor MOSFET, Canal N, 30 A, 60 V, 50 mohm, 5 V, 2 V	175° Temperatura de operación	
PWM	U2	TL494CN	Controlador PWM Modo Voltaje, 2 salidas, 7V-40V de	0° a 70°	

			Alimentación, Salida 40V/200mA, 300 kHz, DIP-16		
Regulador de voltaje	U1	MC7808CT	Regulador de voltaje lineal, 7808, 10V To 35V In, 8V And 1A Out, TO-220-3	-65° a 150° Rango de temperatura de la unión de almacenamiento 150° Temperatura de operación de unión	
Capacitor a tierra del controlador	C5	C320C104M1U5TA	0.1 μF, 100 V, Serie C320, ± 20%, Conexión Radial, Z5U	+10° a +85° Temperatura de operación	Capacitor Cerámico Multicapa
Capacitor a tierra del controlador	C4	150105K100IC	Capacitor de Película CD, 1 μF, 100 V, PET (Poliéster), ± 10%, Serie 150	-55° a +125°	Poliéster
Capacitor a tierra del controlador	C6	MCGPR50V474M5X1 1	Capacitor Electrolítico, 0.47 μF, 50 V, Serie MCGPR, ± 20%, Conexión Radial, 5 mm	-25° a 85°	Capacitor electrolítico de aluminio
Resistencia complemento PWM	R5	CBT50J47K	Resistencia Through-Hole (THD), Composición de Carbono, 47 kohm, Serie CBT, 500 mW, ± 5%	-55° a 125°	
Diodo (convertidor)	D1	MUR815G	Diodo Rápido / Ultrarápido, 150 V, 8 A, Único, 975 mV, 35 ns, 100 A		

Soldadura		24-4060-0061	Soldadura de Hilo, 40/60, Diámetro de 0.062", 234°C, 1lb	234°	40, 60 Sn, Pb
Puente		461-2871-02-03-10	Jumper (Bus bar), Cortocircuitado, Enchufe de Cortocircuito, Enchufes/socket serie 450	Detalle	Pin: Oro sobre níquel Aislante Polipropileno
Torres		450-3704-01-03-00	Turret Solder / Press Mount Terminal, No Aislado, 1.93 mm, Dorado, 5.24 mm, 4.78 mm	Detalle	Oro sobre níquel
Resistencia complemento PWM	R2	MCMF0W4FF2940A50	Resistencia Through-Hole (THD), Película Metálica, 294 ohm, Serie MCMF, 250 mW, ± 1%, Axial Leaded		Resistencia de película metálica
Resistencia complemento PWM	R3	MCMF0W4BB5001A50	Resistencia Through-Hole (THD), Película Metálica, 5 kohm, Serie MCMF, 250 mW, ± 0.1%, Axial Leaded		Resistencia de película metálica

Resistencia complemento PWM	R7	MCMF0W4FF1001A50	Resistencia Through-Hole (THD), Película Metálica, 1 kohm, Serie MCMF, 250 mW, ± 1%, Axial Leaded		Película metálica
Capacitor complemento PWM	C7	MC0805N222J500A2.54MM	Capacitor Cerámico Multicapa, 2200 pF, 50 V, Serie MC, ± 5%, Conexión Radial, COG/NP0		Cerámico multicapa
Resistencia a MOSFET	R4	PR02000203009JR500	Resistencia Through-Hole (THD), Película Metálica, 30 ohm, Serie PR02, 2 W, ± 5%, Axial Leaded		Película metálica
Capacitor (regulador)	C1	VY2103M59Y5VS63V7	Ceramic Suppression Capacitor, 10000 pF, Serie VY2, ± 20%, X1/Y2, 440 V, 300 V	-40° a 125°	Cerámico
Capacitor (regulador)	C2	1C25Z5U334M050B	Capacitor Cerámico Multicapa, 0.33 µF, 50 V, Serie Monolythic 1C, ± 20%, Conexión Radial, Z5U	-55° a 125°	Cerámico