

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
Secretaría Académica, de Investigación e Innovación
Dirección de Posgrado, Investigación e Innovación

cenidet[®]
Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico

Subdirección Académica

Departamento de Ingeniería Electrónica

TESIS DE MAESTRÍA EN CIENCIAS

Medición de Voltaje Colector-Emisor como Parámetro Precursor
de Falla en IGBT's de Potencia

presentada por
Ing. José Luis Salgado Doroteo

como requisito para la obtención del grado de
Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica

Director de tesis
Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich

Codirector de tesis
Dr. Jesús Aguayo Alquicira

Cuernavaca, Morelos, México. Junio de 2016.

Cuernavaca, Mor., 6 de junio de 2016.

OFICIO No. DIE/0121/2016
Asunto: Aceptación de documento de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. José Luis Salgado Doroteo** con número de control M13CE034 de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "**Medición de Voltaje Colector-Emisor como Parámetro Precursor de Falla en IGBT's de Potencia**" 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 Huacera
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4706315

REVISOR 1



Dr. Jesús Darío Mina Antón
Doctor en Ingeniería
Cédula profesional 6094069

REVISOR 2



Dr. Abraham Claudio Sánchez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4675113

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

CMAZ/lrr

Cuernavaca, Mor., 7 de junio de 2016
OFICIO No. SAC/195/2016

Asunto: Autorización de impresión de tesis

ING. JOSÉ LUIS SALGADO DOROTEO
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "**Medición de Voltaje Colector-Emisor como Parámetro Precursor de Falla en IGBT'S de Potencia**", 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.

ATENTAMENTE
"CONOCIMIENTO Y TECNOLOGÍA AL SERVICIO DE MÉXICO"



DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. Lic. Guadalupe Garrido Rivera.- Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente

GVGR/mcr

Agradecimientos

Quiero agradecer el infinito apoyo y amor que me han brindado mis padres, José Luis Salgado Estrada y Julia Doroteo Peña, por los inmensos sacrificios que ha realizado en pos de que sus hijos contaran con un mejor futuro y oportunidades de los cuales ellos en su juventud nunca encontraron.

Agradezco a Areli Salgado Doroteo, por ser la voz sensata que busca la manera de seguir siempre recto y con una mirada hacia una meta.

Agradezco al Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich por la paciencia y el tiempo que me otorgó, por clases y el apoyo brindado.

A los miembros del comité revisor de esta tesis, al Dr. Jesús Darío Mina Antonio, Dr. Abraham Claudio Sánchez y al Dr. Jesús Aguayo Alquicira por la paciencia, comentarios y correcciones realizado en este trabajo de tesis.

También un especial agradecimiento a Tláloc Saúl Peñalosa Delgado y Tonalli Rosales Tejeda, grandes amigos y compañeros que siempre ha estado ahí apoyando y haciéndome reaccionar a lo que tenía en puertas. A Lorena Ruiz Ramírez por su incansable ayuda en este proceso

Agradezco grandemente a Sandra Ortiz López por siempre estar a mi lado en todo este camino que implicó el estar en estos 2 años de maestría

Agradezco al Tecnología Nacional de México (TecNM) por la calidad de sus programas de estudio y los lineamientos que permitieron la realización de esta tesis

Agradezco al CENIDET, el instituto que ha sido un hogar en estos años en el cual cursé la maestría, por el apoyo y facilidades que me otorgó.

Un agradecimiento especial al CONACYT, cuyo apoyo ha permitido que obtenga el grado de maestría.

Finalmente, agradezco al proyecto FORDECyT 190603: “*Estudio sobre el uso de la energía solar en aplicaciones residenciales, industriales y comerciales en diferentes estados del país*”, por el apoyo otorgado para el desarrollo de este trabajo.

Dedicatoria

Los proverbios de Salomón, hijo de David, rey de Israel.

Para entender sabiduría y doctrina,

Para conocer razones prudentes,

Para recibir el consejo de prudencia,

Justicia, juicio y equidad:

Para dar sagacidad a los simples,

Y a los jóvenes inteligencia y cordura.

Oirá el sabio, y aumentará el saber,

Y el entendido adquirirá consejo,

Para entender proverbio y declaración,

Palabras de sabios, y sus dichos profundos.

El principio de la sabiduría es el temor a Jehová:

Los insensatos desprecian la sabiduría y la enseñanza.

Amonestaciones de la Sabiduría Proverbios 1:1-7

Que siempre tenga en mentes estas palabras.

ABSTRACT

This document describes the design of a system aimed at measuring the collector-emitter saturation voltage V_{CEON} in an insulated gate bipolar transistor. Previous works reported in the technical literature have demonstrated that V_{CES} can be used as a precursor parameter to estimate the transistor aging, and, eventually, predict its end of life.

There are several challenges that must be resolved in order to measure V_{CES} accurately:

- The first one is that it is desirable to design a non-invasive measuring circuit. That is, a circuit capable of measuring V_{CEON} without resorting, for example, to the gate voltage applied to the converter. This approach will facilitate the inclusion of the measuring circuit in already existing power converters.
- The second one is that the measurement takes place in a very noisy environment (from the electrical point of view). Therefore, instead of using a conventional analog-to-digital converter, the measurement is performed using a voltage-to-frequency converter.
- The third one is that the insulation between the power converter and any other auxiliary circuit must not be compromised. With this restriction in mind, an optic fiber link is included between the IGBT, and a microcontroller.

A test bench based on a DC/DC buck converter was used to assess the performance of the circuit: V_{CEON} is first sampled using a digital oscilloscope; afterwards, the digitized vector is loaded into an arbitrary waveform generator. This way, it is possible to simulate the behavior of V_{CEON} in several aging stages by simply adding some offset to the measured value. Other tests involved adding a controlled amount of noise to V_{CEON} simulated.

The results demonstrate the feasibility of the proposed approach.

RESUMEN

En este documento se describe el diseño de un sistema enfocado a la medición del voltaje colector-emisor en saturación V_{CEON} , de un transistor bipolar de compuerta aislada. En trabajos previos reportados en la literatura técnica se ha demostrado que V_{CEON} puede usarse como parámetro precursor del envejecimiento en el transistor y, eventualmente, para predecir el final de su vida útil.

Para medir con precisión V_{CEON} , es necesario resolver varios retos:

- El primero se refiere a que es deseable diseñar un Sistema de medición no-invasivo. Es decir: el circuito debe ser capaz de medir V_{CEON} sin recurrir a otros parámetros, como el voltaje que se aplique a la compuerta del transistor. Este enfoque facilitará la inclusión del circuito de medición en circuitos de potencia ya en operación.
- El segundo reto se refiere a que la medición se lleva a cabo en un ambiente de ruido eléctrico muy intenso. Por lo tanto, en vez de utilizar convertidores de analógico a digital convencionales, la medición se lleva a cabo utilizando un convertidor de voltaje a frecuencias.
- El tercer reto es que debe mantenerse la integridad del aislamiento galvánico entre el convertidor de potencia y cualquier otro circuito auxiliar. Tomando en cuenta esta restricción, se opta por emplear un enlace basado en fibra óptica para la comunicación entre el IGBT y un microcontrolador.

Se empleó un banco de pruebas basado en un convertidor CD/CD reductor para validar el diseño: se obtuvo una muestra de V_{CEON} utilizando un osciloscopio digital. Posteriormente, el vector digitalizado se cargó en un generador de formas de onda arbitrarias; de esta manera es posible simular el comportamiento de V_{CEON} con diferentes grados de envejecimiento, a través de simplemente agregar un offset al valor que se midió. Otras pruebas involucraron la inyección de una cantidad controlada de ruido al V_{CEON} que se simula.

Los resultados demostraron la viabilidad del enfoque propuesto.

ÍNDICE

Agradecimientos	I
Dedicatoria	II
ABSTRACT	III
RESUMEN	IV
ÍNDICE	V
Índice de símbolos	VII
 Capítulo 1	1
Introducción	1
1.1 Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT)	2
1.1.1 Estructura	2
1.1.2 Funcionamiento	2
1.2 Planteamiento del Problema	3
1.3 Propuesta de Solución	5
1.4 Objetivo general y particular	5
1.4.1 Objetivo General	5
1.4.2 Objetivos Particulares	5
1.5 Revisión del estado de arte	6
1.5.1 Parámetros precursores de fallas	6
1.5.2 Parámetros de monitoreo del estado de salud y fallas mecánicas en IGBT's	6
1.5.3 Técnicas basadas en la tensión de umbral en la compuerta	7
1.5.4 Técnicas basadas en el tiempo de conmutación	8
1.5.5 Técnicas basadas en el sensado de temperatura	8
1.5.6 Técnicas basadas en el voltaje colector emisor V_{CE}	9
1.6 Conclusión del estado del arte	12
 Capítulo 2	13
Diseño e implementación del sistema	13
2.1 Circuito de protección	13
2.2 Circuito de medición y protección	15
2.3 Medición de Frecuencia	17
2.4 Convertidor de voltaje a frecuencia	20
2.5 Unidad de almacenamiento y análisis de datos	21
2.5.1 Unidad de procesamiento	21
2.5.2 Unidad de almacenamiento	22
2.6 Implementación del sistema de adquisición	23
2.6.1 Sistema de protección y sensado	23
2.6.2 Sistema de procesamiento y almacenamiento de datos	24

2.6.3	Equipo de laboratorio.	26
Capítulo 3		27
Pruebas y Resultados.....		27
3.1	Sensibilidad del μC	27
3.2	Pruebas del funcionamiento del sistema en CD.	29
3.3	Prueba del sistema de protección.	31
3.4	Funcionamiento con respecto a las frecuencias.	32
3.5	Pruebas conforme al ciclo de trabajo.	34
3.5.1	Pruebas a 10 kHz.	35
3.5.2	Pruebas a 20 kHz.	35
3.5.3	Pruebas a 30 kHz.	36
3.6	Pruebas con ruido.	37
3.6.1	Pruebas a 0 V con un ciclo de trabajo de 10%.	38
3.6.2	Pruebas a 2 V a 50% del ciclo de trabajo.	38
3.6.3	Pruebas a 4 V con 90 % del ciclo de trabajo.	39
3.7	Pruebas con forma de onda características de un IGBT.	40
Capítulo 4		43
Conclusiones.		43
Capítulo 5		47
Referencias.		47
Anexos A.		50
Anexos B.		58

Índice de símbolos

Hz	<i>Hertz</i>
kHz	<i>kilo Hertz</i>
MHz	<i>Mega Hertz</i>
mV	<i>mili Volts</i>
V	<i>Volts</i>
kV	<i>kilo Volts</i>
A	<i>Ampere</i>
Ω	<i>Ohm</i>
$^{\circ}C$	<i>Grados centígrados</i>

Lista de abreviaturas

I_Z	<i>Corriente del diodo zener</i>
R_{th}	<i>Resistencia térmica</i>
T_J	<i>Temperatura de unión</i>
T_O	<i>Tiempo de apertura</i>
T_{OFF}	<i>Tiempo de apagado</i>
T_{ON}	<i>Tiempo de encendido</i>
V_Z	<i>Voltaje limitador del zener</i>
V_{CEOFF}	<i>Voltaje colector emisor, en bloqueo</i>
V_{CEON}	<i>Voltaje colector emisor, en conducción</i>
V_{CE}	<i>Voltaje colector emisor</i>
$V_{GE(TH)}$	<i>Voltaje compuerta-emisor, umbral</i>
V_{GE}	<i>Voltaje compuerta-emisor</i>
V_{in}	<i>Voltaje de entrada</i>
W_Z	<i>Potencia del diodo zener</i>
f_r	<i>Frecuencia de Referencia</i>
f_x	<i>Frecuencia desconocida</i>
n_{max}	<i>Cuentas máximas</i>
n_{min}	<i>Cuentas mínimas</i>

C	<i>Colector</i>
C.T.	<i>Ciclo de Trabajo</i>
ADC	<i>Analog Digital Converter</i>
D	<i>Diodo</i>
E	<i>Emisor</i>
FET	<i>Field-effect transistor</i>
G	<i>Compuerta</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
Ige	<i>Corriente compuerta-emisor</i>
K	<i>Error de cuentas</i>
MDT	<i>Mean Down Time</i>
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor</i>
n	<i>Cuenta</i>
R	<i>Resistencia</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver-Transmitter</i>
VFCs	<i>Synchronous Voltage-to-Frequency Converters</i>
Z	<i>Diodo zener</i>
MTBF	<i>Mean Time Between Failures</i>
uC	<i>Microcontrolador</i>

Introducción.

En la actualidad, la humanidad ha construido una forma de vida basada en los avances científicos y tecnológicos, los cuales aportan herramientas y máquinas para simplificar las actividades cotidianas.

Durante el siglo XX, el hombre fue testigo de grandes avances científicos y tecnológicos, que propiciaron el nacimiento de nuevas disciplinas; entre ellas destaca de manera preponderante la electrónica de potencia. Esta nueva disciplina mejoró y creó nuevas herramientas que le permiten al hombre manipular la energía de una manera mucho más eficiente.

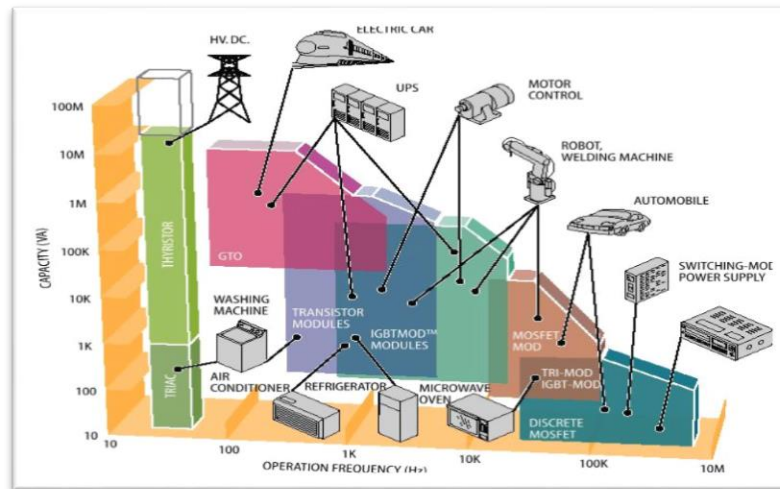


Figura 1.1 Dispositivos semiconductores de potencia.

La manipulación de la energía se logra, en gran medida, a través de la reconfiguración de circuitos mediante la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia, los cuales se coordinan por medio de una unidad de control cuya implementación abarca desde circuitos analógicos hasta microcontroladores y microprocesadores. Los primeros se suelen comparar con el músculo, debido a la carga a la que se ven expuestos, y los últimos al cerebro del sistema.

La electrónica de potencia ha alcanzado un lugar importante en la tecnología moderna porque permite manipular de manera eficiente grandes cantidades de energía. Se aprovecha en una gran cantidad de actividades y procesos (figura 1.1): industrias automotriz, cementera, petroquímica, siderúrgica, minería, etc. Todas ellas involucran actividades de vital importancia para la economía de cualquier país, de forma que las fallas en el funcionamiento o averías en los

sistemas que utilizan llegan a causar grandes pérdidas económicas, materiales y, en el peor de los casos, también humanas.

La electrónica de potencia utiliza una amplia gama de dispositivos semiconductores de potencia y para cada uno de éstos existe un rango de operación. En la figura 1.1 se muestran alguno de los más comunes: tiristor, MOSFET, GTO y el transistor bipolar de compuerta aislada IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). El IGBT se ubica en un rango intermedio y puede reemplazar a algunos de los otros dispositivos mencionados, tal y como se muestra en la figura 1.1. Se ha convertido en un dispositivo de uso común debido a las prestaciones y versatilidad que ofrece. El IGBT es adecuado para velocidades de conmutación de hasta 100 kHz y en la actualidad es posible encontrarlos en voltajes de hasta 6.5 kV. También se fabrican con éxito para aplicaciones *DC-link* de 3.6 kV. Los módulos IGBT de alta corriente con chips en paralelo se emplean en muchas aplicaciones con corrientes de hasta 3.600 A [1].

1.1 Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT).

El IGBT es un dispositivo semiconductor con cuatro capas alternas (P-N-P-N), las que se controlan a través de una estructura de compuerta tipo metal-óxido-semiconductor (MOS) sin la acción regenerativa. Este modo de operación fue propuesto por primera vez por Yamagami en su patente japonesa S47-21739 presentada en 1968.

1.1.1 Estructura.

Un transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT) se construye de manera similar a un MOSFET de canal *n* vertical, con la diferencia de que la *n* se sustituye con una capa de drenaje + p + sobre el colector, formando una línea vertical del transistor de unión bipolar tipo PNP.

El IGBT cuenta con tres terminales: compuerta G, emisor E y colector C (figura 1.2 b). Este dispositivo exhibe las características de manejo a través de la compuerta de los transistores de efecto campo, con la capacidad de alta corriente y bajo voltaje de saturación del transistor bipolar; combina así en un solo dispositivo una compuerta aislada FET para la entrada de control y un transistor bipolar como interruptor. En consecuencia, el circuito de excitación del IGBT es como el del MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT.

1.1.2 Funcionamiento.

El IGBT enciende cuando se aplica un voltaje V_{GE} a la compuerta; fluye entonces la corriente de colector I_C y el voltaje V_{CE} se colapsa desde el valor de bloqueo hasta uno muy cercano a cero. La corriente I_C puede fluir mientras se aplique la tensión de encendido en la compuerta. Para encender el IGBT, la terminal C debe estar polarizada positivamente con respecto a la terminal E.

Si el voltaje V_{GE} aplicado tiene una magnitud aproximada de 15 V, el tiempo de encendido del dispositivo puede ser menor a 1 μ s; transcurrido este tiempo, la corriente de colector I_C es igual a la corriente de carga I_L (asumida como constante). Una vez encendido, el dispositivo se mantiene así debido al voltaje en el V_{GE} . Sin embargo, en virtud de tratarse de un dispositivo controlado por voltaje, la disipación de potencia en la compuerta es muy baja.

El IGBT se apaga simplemente removiendo la señal de voltaje V_{GE} . La transición del estado de conducción al estado de bloqueo puede tomar apenas 2 μ s, por lo que la frecuencia de conmutación puede estar en el rango de los 50 kHz.

EL IGBT requiere un valor límite $V_{GE(TH)}$ (figura 1.2a) para cambiar del estado de cambio de encendido al de apagado y viceversa. Éste es usualmente de 4 V. Arriba de este valor el voltaje V_{CE} cae a un valor cercano a los 2 V. En estas condiciones, la corriente de colector I_C queda limitada por el circuito externo conectado al transistor.

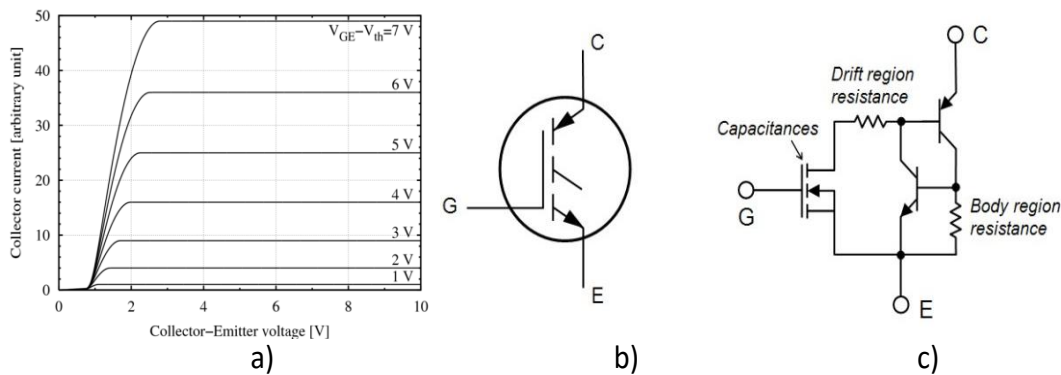


Figura 1.2 a) Característica de transferencia del IGBT b) símbolo de un IGBT c) circuito equivalente del IGBT.

1.2 Planteamiento del Problema.

La tendencia actual, desarrollo y evolución del IGBT seguirán, por lo menos, en los siguientes 10 años (figura 1.3)[1]. Estará presente en una amplia gama de convertidores de potencia, en una multitud de aplicaciones en la industria. Por consiguiente, se convertirá en un factor de importancia en la productividad industrial, la cual puede verse afectada severamente en caso de falla.

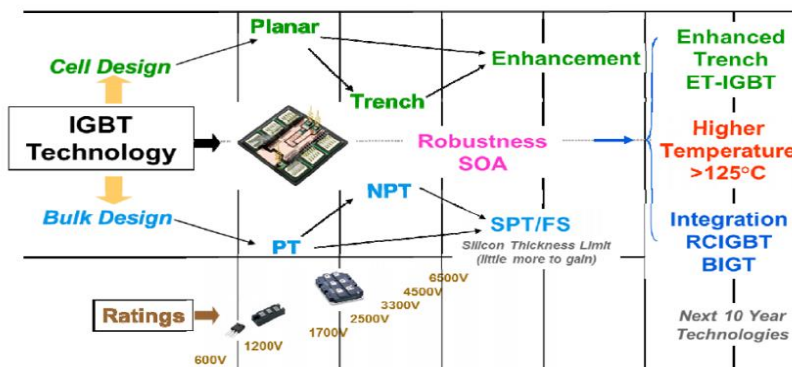


Figura 1.3 Desarrollo y futuro de los transistores IGBT [1].

Desde el punto de vista de la productividad industrial, un parámetro de relevancia es la disponibilidad A , la cual se define matemáticamente como:

$$A(\%) = 100 \frac{MTBF}{MTBF + MDT}$$

Donde $MTBF$ es el tiempo medio entre fallas y el MDT es el tiempo medio en descompostura (incluye los tiempo de detección y de reparación)[2]. La meta es tener una disponibilidad del 100 %, lo cual puede lograrse por medio de dos enfoques:

- a) maximizar el $MTBF$, o
- b) minimizar el MDT .

Se sabe que, en un convertidor electrónico de potencia, los IGBT figuran entre los elementos más propensos a fallas[3]. Una manera de minimizar el MDT es detectando el final de la vida útil de los IGBT, lo que permite sustituirlos antes de que ocurra una falla potencialmente catastrófica.

Para implementar la detección exitosa del final de la vida útil es necesario superar múltiples retos.

- El principal es la necesidad de llevar a cabo el diagnóstico de los IGBT mientras se encuentran en operación; en muchos casos es complicado llevar a cabo el diagnóstico fuera de línea, porque esto suele generar pérdidas económicas debido a la detención de la maquinaria y del proceso. El diagnóstico de un IGBT conlleva el obtener uno o varios parámetros que muestren indicios sobre la vida y funcionabilidad del dispositivo, exhibiendo una firma característica relacionable con el estado del IGBT que se esté diagnosticando. Estos parámetros pueden ser físicos o eléctricos; la decisión de cuál usar dependerá de la factibilidad para obtenerlo y procesarlo de manera tanto segura como eficiente.
- Un segundo reto consiste en utilizar un método de medición que sea capaz de operar de manera confiable en un ambiente de ruido eléctrico elevado, debido a las conmutaciones de los transistores de potencia.

- Un tercer reto consiste en llevar a cabo en un ambiente en el que aparecen gradientes y niveles de voltaje elevados.

El tema de investigación de esta tesis se enfocará en los parámetros que permitan llevar a cabo un dictamen sobre la vida útil del IGBT, implementándose un mecanismo de medición seguro y eficiente.

1.3 Propuesta de Solución.

Se propone utilizar el voltaje colector-emisor V_{CE} en estado de encendido como un parámetro de utilidad para predecir la vida útil de un IGBT. El sensado y captura de las mediciones se llevarán a cabo aprovechando métodos reportados en la literatura técnica. Se propone el uso de un Voltage Frequency Converter (VFC) en sustitución de un Digital Analog Converter tradicional, lo que proporcionaría ventajas en lo que a inmunidad a ruido se refiere[4]. Como medida adicional, la transmisión de datos desde el punto de prueba al punto de procesamiento de datos será mediante una comunicación basada en fibra óptica (Figura 1.4).

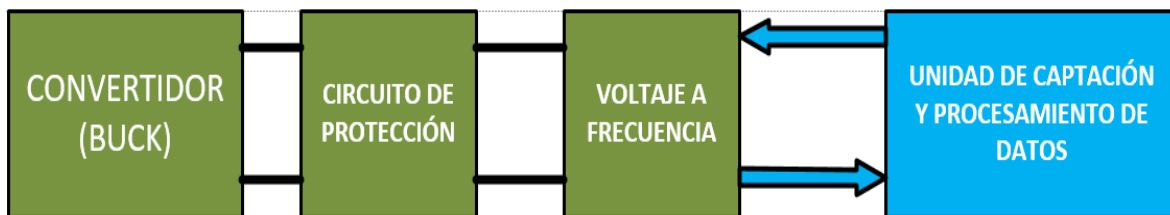


Figura 1.4 Diagrama del bloques del sistema de monitoreo y procesamiento.

1.4 Objetivo general y particular.

1.4.1 Objetivo General.

Desarrollar un mecanismo de medición en línea de la tensión V_{CE} como parámetro precursor de envejecimiento en transistores tipo IGBT.

1.4.2 Objetivos Particulares.

1. Utilizar un convertidor de voltaje a frecuencia para aumentar la inmunidad al ruido eléctrico.
2. Llevar a cabo la comunicación mediante fibra óptica para proporcionar aislamiento galvánico.
3. Implementar una unidad de procesamiento y captación de datos.
4. Definir un protocolo de medición.
5. Implementar una maqueta experimental para la medición de V_{CEON} .
6. Cuantificar las características del mecanismo de medición que se desarrolle.

1.5 Revisión del estado de arte.

En la etapa de revisión del estado del arte se aprovecha la base de datos del Consorcio Nacional de Recursos de Información Científica y Tecnología (CONRICyT), la que ofrece libre acceso a publicaciones de editoriales como la IEEE, Springer, Elsevier, etc. De los artículos revisados se desprenden los siguientes métodos de detección de fallas en IGBT y los parámetros que pueden utilizarse para llevar a cabo esta estimación.

1.5.1 Parámetros precursores de fallas.

De acuerdo al artículo [5], los parámetros que se listan en la tabla 1.1 se pueden utilizar para la identificación de fallas en IGBT. Estos parámetros se han estudiado en varios artículos para desarrollar diferentes técnicas de predicción y diagnóstico de fallas [5, 6].

Tabla 1.1 Parámetros precursores de fallas.

Parámetro	Descripción
V_{CEON}	Voltaje colector emisor cuando el IGBT está en modo de conducción.
V_{GE}	Voltaje compuerta-emisor.
$V_{GE(TH)}$	Voltaje de umbral compuerta-emisor.
T_{off}	Duración de la transición de estado encendido al pagado.
T_{on}	Duración de la transición de estado apagado al encendido.
R_{th}	Resistencia térmica juntura-ambiente.
T_j	Temperatura de unión.

1.5.2 Parámetros de monitoreo del estado de salud y fallas mecánicas en IGBT's.

De acuerdo a [5] el diagnóstico del IGBT puede llevarse a cabo a dos niveles:

- Oblea (pastilla semiconductor).
- Empaques.

Los módulos de IGBT pueden monitorizarse también para detectar fallas tipo *Latch-up*, ruptura de la oblea por esfuerzos eléctricos o degradación de los hilos de soldadura. La soldadura y la fatiga pueden influir en la variación de múltiples parámetros, pero mediante diferentes técnicas de diagnóstico se pueden diferenciar e identificar las posibles fallas (tabla 1.2).

Tabla 1.2 Correlación entre fallas y parámetros precursores de fallas[5].

Sitio de falla		Modos de falla	Mecanismo	Parámetro	Referencias
Nivel Oblea	Oblea.	Corto circuito, <i>burn-out</i> , pérdida de control de la compuerta.	Latch-up y rupturas secundarias.	V_{CEON} V_{GEth} t_{off}	[7] [8]
		Corto circuito, pérdida de control de la compuerta.	Dependiente del tiempo de ruptura de la oblea eléctrica.	V_{GE} V_{GEth}	[7] [9]
Nivel de empaque	Cable de unión: unión	Despegue del alambre de unión.	Fatiga y/o reconstrucción.	V_{CEON} V_{GE} T_{off} T_{on}	[10] [11] [12] [13]
	Cable de unión: talón	Fractura del talón del alambre de unión.	Fatiga.		[14]
	Cable de unión: Cuerpo	Cable abierto. Cable quemado.	Estrés. Calentamiento joule.	V_{CEON} V_{GE} T_{off} T_{on}	
	soldadura de unión.	Rompimiento de la soldadura.	Fatiga o granulado de la soldadura.	T_{off} R_{th} V_{CEON} armónicas	[7] [10] [11]

1.5.3 Técnicas basadas en la tensión de umbral en la compuerta.

Como su mismo nombre lo indica, las técnicas basadas en la tensión de umbral de la compuerta sensan el voltaje en compuerta V_{GE} . Los trabajos tales como [7] mencionan que se observó un incremento de V_{GE} durante la prueba de sobreesfuerzo térmico. En un total de ocho muestras, el resultado de las pruebas muestra un incremento del voltaje de cero al 11 %. Se investigó la capacitancia entre las terminales de emisor y la compuerta con respecto al voltaje de compuerta V_{GE} ; el resultado respaldó la hipótesis de que la presencia de electrones atrapados en el óxido de la compuerta era la causante del incremento del voltaje.

Buarroudj et al. reportaron un incremento de 300 mV en V_{GEth} cuando los módulos de IGBT se sometieron a n ciclos de encendido en aplicaciones de tracción híbrida en automóviles, con una temperatura promedio de 90 °C proveniente de las cercanías del motor y oscilaciones de 60 °C [15]. El incremento del voltaje se atribuyó a la degradación del óxido de la compuerta ya que se detectó la acumulación de un número considerable de defectos en el dióxido de silicio de la compuerta. Lo anterior propiciaba la ocurrencia de fallas catastróficas.

1.5.4 Técnicas basadas en el tiempo de conmutación.

Las técnicas basadas en el tiempo de conmutación utilizan el cambio en las formas de ondas de V_{CE} , V_{GE} e I_C durante el tiempo de encendido o el de apagado [10]. En [11, 13] se describen las formas de ondas de V_{GE} y la I_{GE} durante el encendido, detectándose fallas en el cable de unión. Como se muestra en la figura 1.5, existe una diferencia visible entre las dos formas de onda, ya que el incremento del valor de V_{GE} fue más lento en dispositivos sanos.

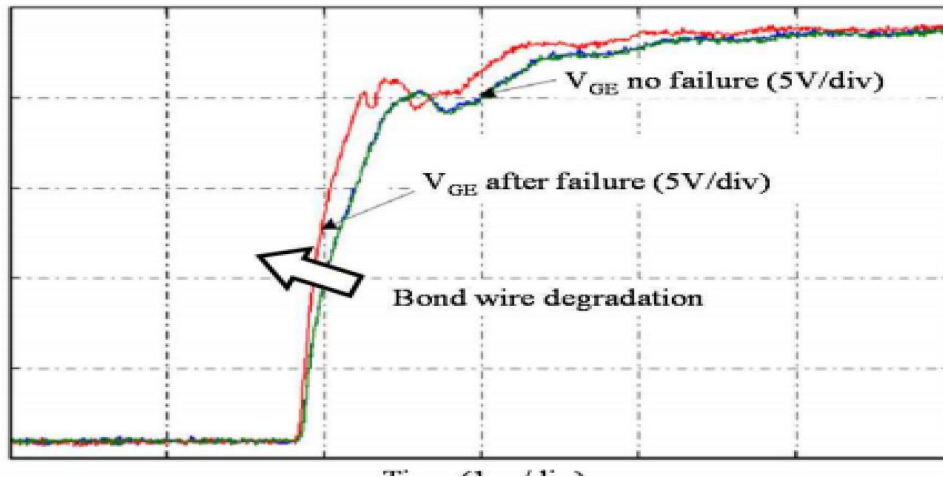


Figura 1.5 Forma de onda V_{GE} de IGBT con falla y sin falla [12].

Las técnicas basadas en el tiempo de conmutación se desarrollaron para evitar fallas catastróficas causadas por el corto circuito o el circuito abierto en la compuerta en los módulos de IGBT; la detección del error se basa en la forma de onda de V_{GE} y se implementaron en los elementos de un accionador de motores de inducción. Esta técnica presume de poder detectar y prever una falla catastrófica en un sistema en un tiempo muy corto, de menos de 3 microsegundos[13].

1.5.5 Técnicas basadas en el sensado de temperatura.

La aplicación repetitiva de esfuerzos termo-mecánicos causa agrietamientos o ahuecamientos en las capas de soldadura. Estas grietas y huecos reducen el área efectiva disponible para la disipación de calor del silicio, lo que aumenta la resistencia térmica en el módulo y, por lo tanto, la temperatura de la unión. Con el aumento en la temperatura de unión, la oblea se vuelve más susceptible a fallas mecánicas fatales como fracturas y desgaste [16, 17].

La diferencia de temperatura entre la parte superior y la parte inferior de una capa de soldadura define la resistencia para una tasa de transferencia de calor dada. Por lo tanto, la resistencia térmica puede calcularse si se conocen las temperaturas y la cantidad de calor generado. La generación de calor se considera como pérdida de potencia, que se puede calcular mediante la construcción de mejores modelos electro-térmicos[18, 19].

1.5.6 Técnicas basadas en el voltaje colector emisor V_{CE} .

La estructura de un IGBT se compone de cuatro capas alternadas de regiones tipo N y P, las cuales constituyen un tiristor parásito con un transistor PNP y otro tipo NPN; la falla ocurre cuando el tiristor parásito se activa. Esta falla es irreversible y es llamada “*latch-up*”[20]. Patil et al. [7] describen una prueba de estrés térmico para inducir fallas de esta naturaleza en un IGBT.

La temperatura de unión se elevó por encima de 150°C reduciendo la capacidad de disipación de calor del IGBT; esto se logró removiendo el disipador de calor. Los transistores se sometieron a varios ciclos de encendido hasta generar la falla del tipo *latch-up*. Los componentes se enfriaron hasta llegar a la temperatura ambiente y de nuevo se midieron los valores de V_{CEON} . El análisis subsecuente mostró un incremento del 8% al 25% de V_{CEON} , el cual se atribuyó a la degradación de la oblea.

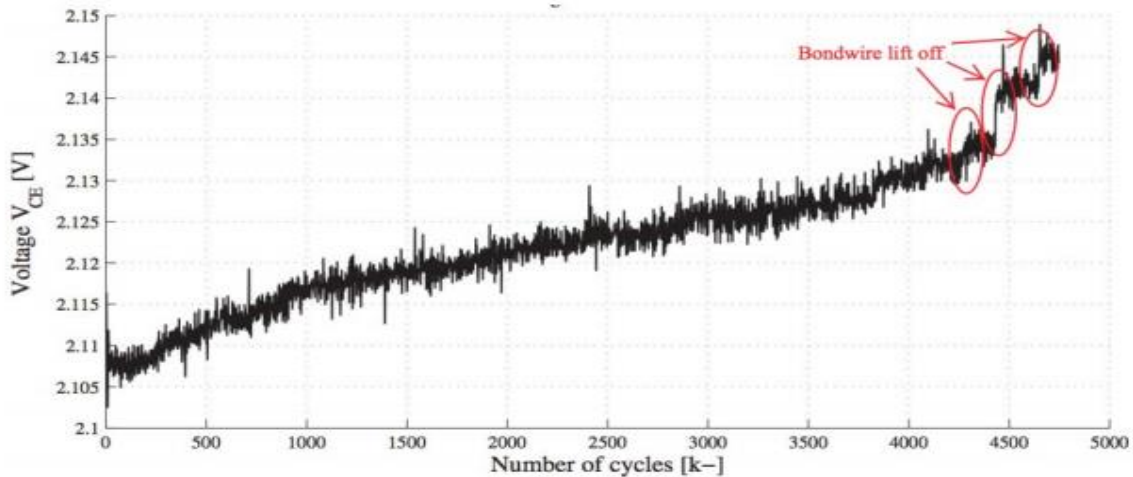


Figura 1.6 Medición de V_{CEON} durante pruebas en ciclos de encendido (módulo de 1000A, 1700V).

También se verificaron las uniones de los cables como posibles sitios de falla en los módulos de potencia [21, 22]. La disparidad en los coeficientes de expansión térmica provocada por la fluctuación de temperatura durante los ciclos de prueba indujo esfuerzos entre la oblea de silicio y el cable de conexión de aluminio [14].

Se llevaron a cabo pruebas de encendido en un módulo IGBT. Las pruebas consistían en excursiones de temperatura de: (1) 60°C a 120°C , (2) 90 a 150°C , (3) 60 a 140°C . En las diferentes pruebas se observó un incremento de V_{CEON} debido a la degradación. Esta técnica de monitoreo da un aviso temprano cuando el dispositivo se encuentra a un 86% de su vida útil asumiendo que corresponde a un crecimiento del 3% en el V_{CEON} . En el artículo [6] se somete un IGBT a ciclos de encendido consecutivos; identificándose firmas de fallas en función del

incremento de V_{CEON} (figura 1.6). Las fallas se clasifican en tres categorías: inicial, temprana y crítica (tabla 1.3).

Tabla 1.3 V_{CE} como incremento y umbrales de falla[23].

Incremento en V_{CE}	Criterio de falla	Incremento en la resistencia térmica unión-encapsulado	Criterio de falla
3%	Desgaste inicial	5%	Desgaste inicial
5%	Falla temprana	10%	Falla temprana
10%	Falla temprana	20%	Falla crítica
20%	Falla crítica		

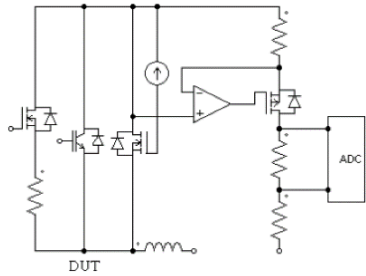
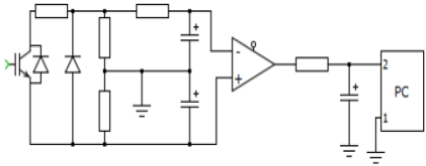
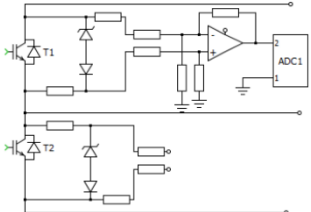
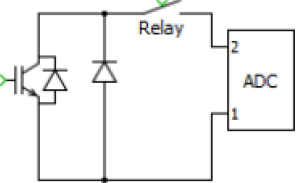
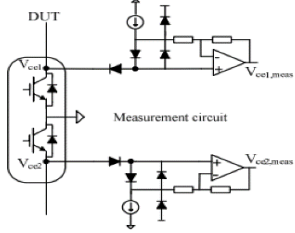
La combinación de V_{CE} con otros parámetros [5] puede generar firmas distintivas de diferentes casos de fallas, como se muestra en la tabla 1.4

Tabla 1.4 Criterio de falla y observación con respecto a V_{CE} [6].

Parámetro	Criterio de falla	Observaciones
V_{CE} [24].	Se detecta un cambio de 40mV en un módulo, antes de que éste falle. La especificación del módulo es de 1000A, 1700V [25]. La ecuación utilizada es: $\Delta V_{CE} \% = 1500 / \text{corriente de hoja de datos}$ Para un módulo de 300A, el criterio de falla es un incremento del 5% de V_{CE} [23].	Mediciones fuera de línea de V_{CEON} en cada ciclo. La medición necesita más de un punto de operación de cada ciclo para identificar el nivel de desgaste contra un número de curva.
V_{CEON} y la unión a la placa base de la unión térmica [14].	V_{CE} se incrementa en un 2-3% (figura 1.6); R_{th} se incrementa en un 10%.	Se eligen cambios de voltajes reducidos para acortar el tiempo de la prueba. La separación de las uniones de los cables está relacionada con V_{CE} [14].
Medición de la temperatura de unión/chip y V_{CE} como TSEP[26].	Evolución de la temperatura de unión contra el número de ciclos hasta la falla.	El módulo necesita calibrarse separadamente antes de la prueba. Además, debe calibrarse a diferentes temperaturas.

En la tabla 1.5 se resumen las topologías usadas para la medición de V_{CE} en laboratorio. La mayoría de la literatura no hace mención adicional para la aplicación de estas técnicas en campo.

Tabla 1.5 Topologías para la medición de V_{CE} . [6].

Topología.	Limitaciones de la operación
	<p>Hay 2 etapas, uno para el estado de bloqueo de IGBT y otro para el estado de conducción.</p> <p>Incluye enclavamiento de V_{CE} para limitar el voltaje en apagado; utiliza la corriente de drenaje del MOSFET para medir indirectamente la temperatura y para la conversión de voltaje a corriente [14].</p> <p>La conmutación en falso del MOSFET pueda generar un corto circuito en el módulo.</p>
	<p>Una variación en la temperatura del diodo provocaría también la variación de la tensión en él, provocando errores de medición.</p>
	<p>El diodo zener es útil para la compensación térmica del diodo de potencia. El zener ayuda a limitar la tensión para la medición en alto voltaje [27].</p>
	<p>La conmutación del relevador no es lo suficientemente rápida para registrar la tensión en estado de conducción del IGBT a altas frecuencia [24].</p>
	<p>El circuito es capaz de bloquear tensiones elevadas. Los diodos de fijación deben limitar la magnitud de la tensión en las peores condiciones posibles de conmutación [28].</p>

1.6 Conclusión del estado del arte.

En la literatura existe una gran variedad de parámetros que pueden utilizarse para llevar a cabo un diagnóstico y una detección oportuna de fallas y errores. Para el caso de V_{CE} , su comportamiento se ha estudiado y se ha definido una firma ya que, según los artículos [8], su incremento está íntimamente relacionado con la vida útil.

Cabe mencionar que en la mayoría de los artículos y para las diferentes topologías se usan convertidores ADC como elemento de medición.

Además, se han identificado también los siguientes puntos que dificultan la implementación de un mecanismo de detección [6]:

- Ruido térmico: Este ruido lo genera el movimiento aleatorio de electrones; y la magnitud de ruido térmico aumenta con la temperatura.
- Ruido irradiado: Este ruido se genera a partir de la operación de conmutación del IGBT y la interferencia electromagnética (EMI) se acopla con la señal.
- Voltaje de desplazamiento: El amplificador operacional introduce un voltaje de desplazamiento, cuya amplitud varía con la temperatura.
- Bucle de tierra: Los ruidos se acoplan con la señal a través de la conexión a tierra.

En conclusión, el circuito de medición debe diseñarse cuidadosamente con el fin de reducir errores y ruidos intrínsecos en el funcionamiento del convertidor [8].

Diseño e implementación del sistema.

El diagrama a bloques del sistema se muestra en la figura 2.1. En el diseño, cada bloque debe adecuarse a los objetivos anteriormente descritos. El parámetro a monitorizar es el voltaje colector emisor en estado de conducción V_{CEON} ; por lo tanto, alrededor de este parámetro se irán adecuando todos los componentes, incluyéndose la sustitución del ADC tradicional por el VFC. Para probar el sistema, se simulará un convertidor reductor (Buck)

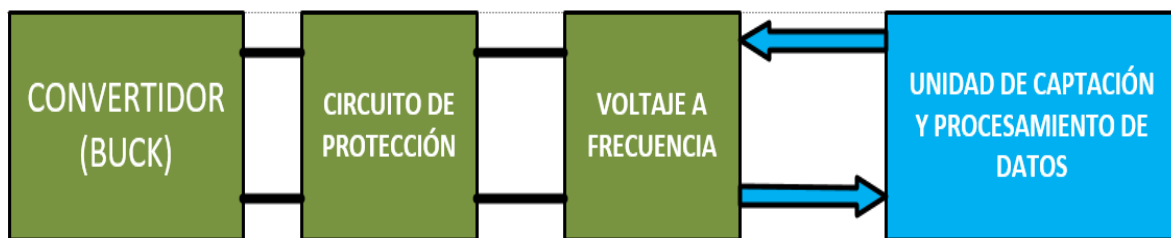


Figura 2.1 Diagrama de bloques del sistema de monitoreo y procesamiento.

2.1 Circuito de protección

En el capítulo anterior se llegó a la conclusión de que es posible estimar la vida útil de un dispositivo IGBT's mediante el análisis de la evolución de V_{CEON} . Este parámetro junto con V_{CEOFF} se generan de manera inherente al entrar en operación el dispositivo IGBT, en donde V_{CEON} es el voltaje presente entre las terminales Colector-Emisor del IGBT en estado de conducción y V_{CEOFF} es el voltaje presente en las terminales Colector-Emisor del IGBT en estado de bloqueo.

Estos parámetros a su vez presentan voltajes que dependen de las características del IGBT y de las condiciones de operación a las cuales es sometido el IGBT. Siendo posible encontrar valores de V_{CEON} alrededor de 4 V y V_{CEOFF} de hasta varios kV.

Estos parámetros son considerados de diseño y debido a la infinidad de casos posibles se acotará a un caso de estudio, en este caso un IGBT marca Infineon, matrícula IGP06N60T el cual tiene una zona de operación segura de 6A en conducción y un V_{CEOFF} de 600V y las condiciones a la cual operara están dadas por un convertidor CD-CD reductor de ganancia 2:1 de un V_{IN} 60 V, una corriente de 1A, una frecuencia de conmutación de 10 kHz y V_{GE} de 13V.

Con la ayuda de las gráficas que proporciona el fabricante (figura 2.2) y los datos de operación al cual estará sometido el IGBT se tiene un V_{CEON} esperado de 1.4 V y un V_{CEOFF} de 60V.

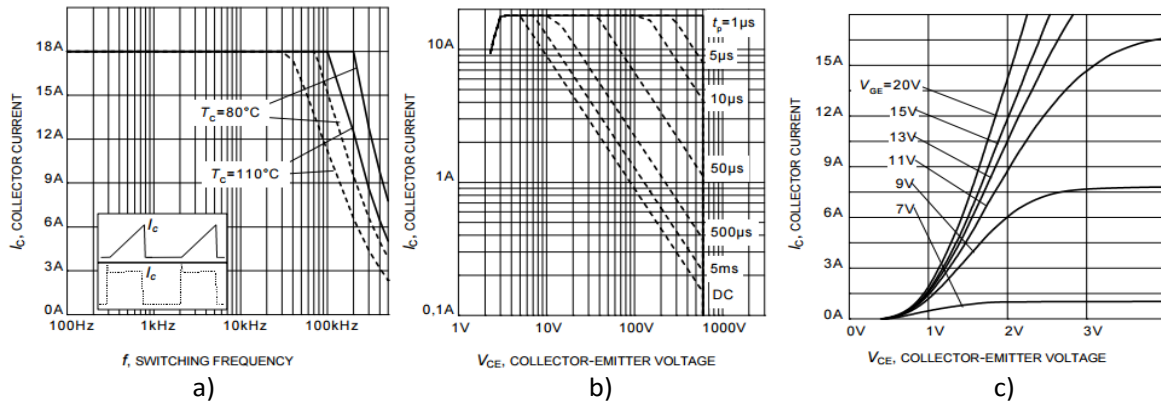


Figura 2.2 diagramas de operación de IGBT a) frecuencia vs I_c b) V_{CEOFF} vs I_c c) V_{CE} vs I_c con respecto a V_{GE} .

Este último parámetro no tiene mucha utilidad en las técnicas de diagnósticos basadas en V_{CEON} y por ello en la literatura (tabla 1.5) se describen diferentes métodos para la eliminación de V_{CEOFF} dado la frecuencia de operación descrita se evitará el uso de relevadores, porque solamente operan a frecuencias bajas; además, se simplificará el circuito evitándose elementos extras como transistores MOSFET. En las referencias [27] y [28] se encuentran propuestas basadas en diodos PN comunes y diodos zener útiles para este caso y dado que el convertidor no opera con tensiones mayores a 200 V y a una frecuencia de operación de 10 kHz. se opta por la topología reportada en el artículo [27], la cual ofrece una construcción sencilla sin sacrificar alguna de las características buscadas (figura 2.3).

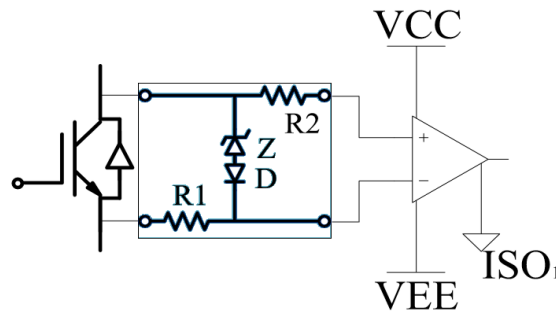


Figura 2.3 Topología de medición de V_{CEON} basado en diodo.

Esta configuración de protección utiliza un diodo zener para recortar el V_{CE} cuando el IGBT se encuentra en estado de bloqueo. El diodo D tiene una capacitancia parásita más pequeña que el diodo zener; se conecta en serie para reducir así la capacitancia parasita que aparece entre terminales del DUT. A su vez, R1 tiene como función de limitar la corriente a través de los diodos; su valor es un compromiso entre la potencia de disipación del diodo y el tiempo de respuesta del filtro que forman R1 y la capacitancia parásita de ambos diodos. Para calcular la resistencia se tiene primero en cuenta la corriente que permite el diodo zener.

$$I_z = \frac{W_z}{V_z} \quad (2.1)$$

Para el cálculo de la resistencia limitadora se tiene.

$$R_1 = (V_{in} - V_z)/I_z \quad (2.2)$$

$$R_1 = R_2 \quad (2.3)$$

La resistencia R2 es de igual valor que R1 y se agrega para equilibrar la impedancia de entrada de la red; con esto se minimiza el error de modo común.

2.2 Circuito de medición y protección.

Dado que para realizar un dictamen de la vida útil de los dispositivos IGBT's es necesario capturar y almacenar el valor de V_{CEON} para su posterior análisis. En general, se opta por un sistema clásico[29] como el de la figura 2.4 para el sensado. El cual el sensor convierte la variable física en una señal eléctrica, por lo general de baja amplitud y con cierto nivel de ruido. Esta señal se amplifica, filtra y/o modula por medio de un circuito acondicionador, y a continuación se digitaliza mediante un analog digital converter ADC para que, finalmente, un microcontrolador o un sistema digital que almacene y procese el valor digital.

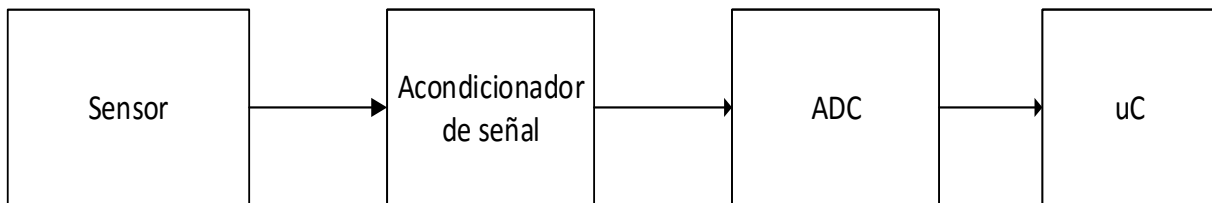


Figura 2.4 Diagrama de bloques de un sistema electrónico de medida clásico[29].

A pesar de ser un sistema muy utilizado y de amplia aceptación es muy susceptible a errores en lugares de alto ruido electromagnético, ejemplo de ello es el ambiente en donde suele operar los IGBT's y por ende V_{CEON} , el ruido electromagnético puede dañar los paquetes binarios de comunicación entre el ADC y μC , generando errores en el valor inicialmente cuantificado.

A lo largo del tiempo se han presentado propuestas para reducir el costo, complejidad, consumo de energía y el espacio que representa tener un sistema como en la figura 2.4. Entre las propuestas destacan las basadas en osciladores controlados por voltaje (también conocidas como Voltage Frequency Converter, VFC), como se muestra en la figura 2.5 y que permiten obtener una señal “casi digital” sin recurrir a un convertidor A-D convencional. Estos osciladores sensores generan trenes de pulsos que pueden conectarse directamente a un sistema digital.

La frecuencia del tren de pulsos contiene la información relativa al parámetro que se está monitorizando; es por esta razón eso que se les denomina de señal “casi digital”, teniendo la ventaja de presentar una alta inmunidad al ruido e interferencias y la reducción de los componentes utilizados.

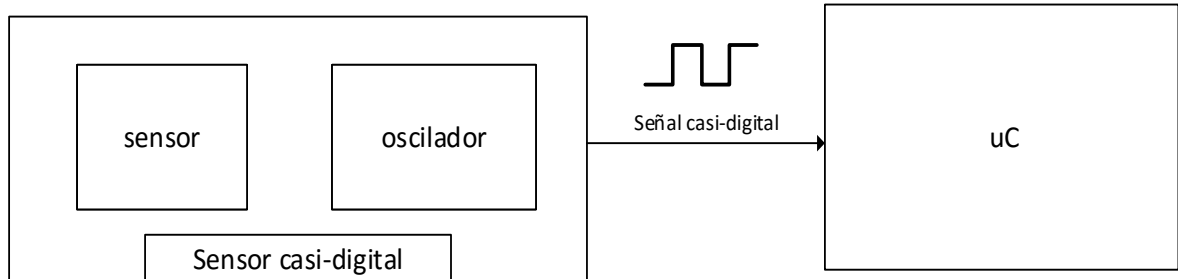


Figura 2.5 Integrado casi-digital conectado directamente a un μC .

Por tales motivos en este trabajo se analizó la utilización de un VFC (AD7741), que proporciona un tren de pulsos (f_x), cuya frecuencia será proporcional al voltaje que se aplique a su entrada. En el caso bajo estudio, este valor corresponderá al V_{CEON} del transistor usado en el convertidor de prueba. El voltaje V_{CEOFF} quedará limitado al valor máximo que admite el AD7741 en su entrada analógica, esto gracias a la protección basada en los diodos zener y operando junto, a este se dispondrá un amplificador para aumentar la impedancia a la entrada al VFC.

Para mantener la integridad de la información que se genera en el sensor, se usará transmisión a través de fibra óptica, la que proporciona inmunidad al ruido eléctrico en el canal de comunicación y aislamiento galvánico (figura 2.6).

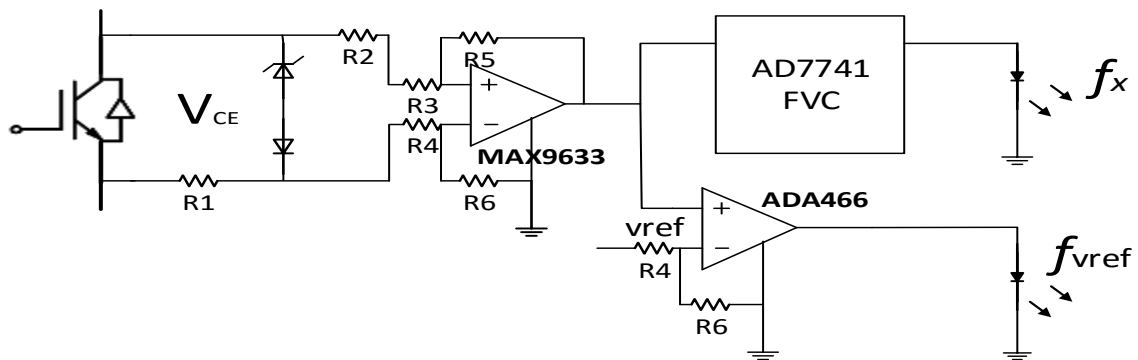


Figura 2.6 Diagrama eléctrico del sistema de protección y de sensado

Sin embargo, debe notarse que, debido al comportamiento natural de V_{CE} en un convertidor reductor (figura 2.7), el sensor recibe V_{CEON} y V_{CEOFF} recortado sin distinción, lo que puede generar un error en la medición. La eliminación de V_{CEOFF} es posible mediante:

- (1) el uso de la señal a la compuerta del transistor como señal de habilitación, o
- (2) recurriendo a un voltaje de referencia y un comparador operacional que permita el paso de los pulsos mediante compuertas lógicas.

En muchos casos será difícil obtener la señal de la compuerta del transistor; para este caso se implementará la segunda opción, lo que facilitará mantener el aislamiento galvánico del sistema.

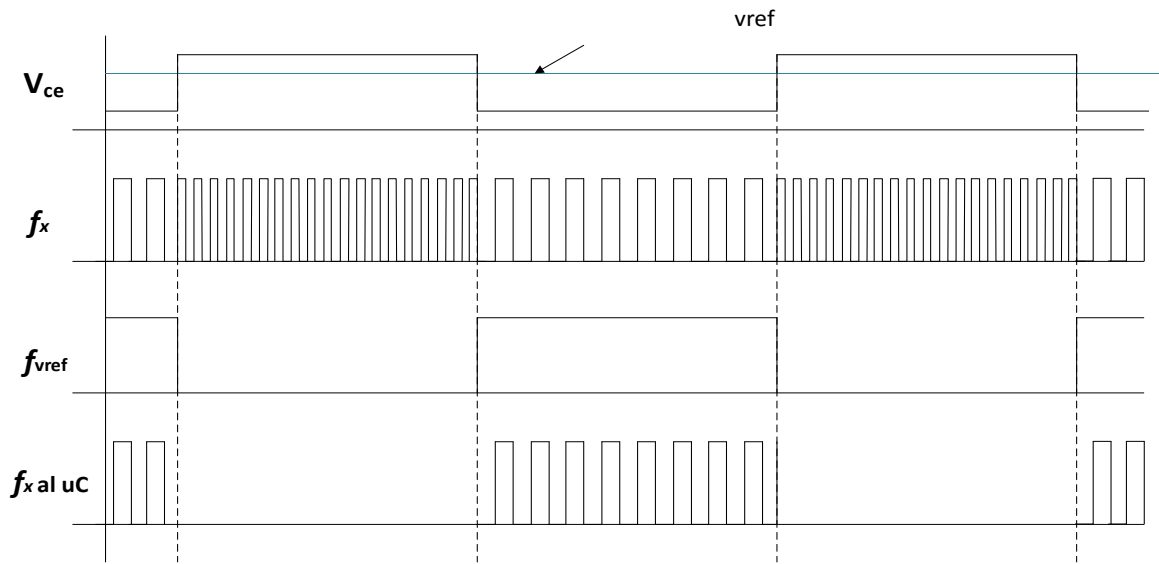


Figura 2.7 Comportamiento del sistema

Este amplificador operacional se observa implementado en la figura 2.6 y recibe un voltaje de referencia próximo al valor máximo de V_{CEOFF} recortado mediante un divisor resistivo, generando una señal de habilitación cuando el IGBT está en modo de conducción, con lo que el resultado esperado es que el μC reciba los pulsos de V_{CEON} (figura 2.7). Esta implementación se observa a modo de diagrama eléctrico en el anexo B.

2.3 Medición de Frecuencia.

La forma más simple de medir la frecuencia promedio de un tren de pulsos es contando el número de transiciones en un determinado sentido, durante un lapso de tiempo conocido. Sean T_o el intervalo de medición, f_x la frecuencia del tren de pulsos y N la cuenta acumulada en el contador; la relación entre ellos es:

$$N = T_o f_x \quad (2.4)$$

Sin embargo, ocurre que el tren de pulsos aplicado al contador y el intervalo de medición no están sincronizados. Puede suceder entonces que se acabe de contar justo cuando llegaba otro flanco de entrada, o al revés, que se cuente un flanco justo antes de que se acabe el tiempo T_o . Hay, por lo tanto, una incertidumbre de al menos una cuenta, diciéndose que el resultado esperado puede ser de $N \pm 1$.

Para medir la frecuencia con un microcontrolador (μC) hacen falta dos contadores programables: uno que vaya contando el tiempo transcurrido (por medio de una frecuencia de referencia conocida f_r) y el otro que cuente los impulsos de la señal de entrada (figura 2.8).

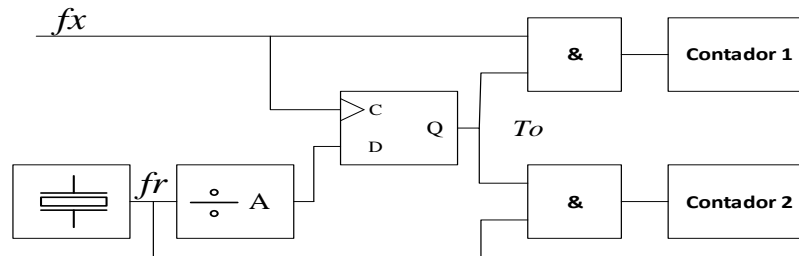


Figura 2.8 Esquema básico de bloques de un frecuencímetro con sincronización a la entrada.

Sustituyendo el contador 2 por un contador binario físico se reduce el uso a un μC , llegándose a la arquitectura de la figura 2.9.

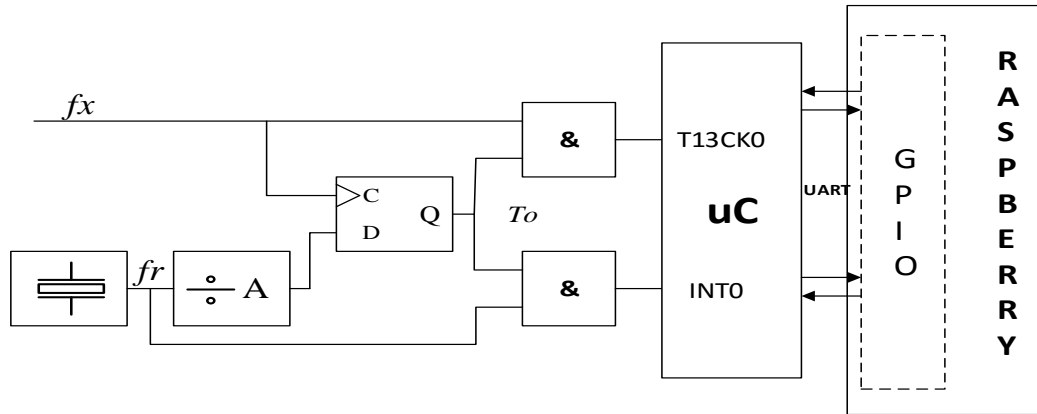


Figura 2.9 Diagrama de bloques con la inclusión de elementos de procesamiento y almacenamiento de datos.

El tiempo de apertura T_o se determina de acuerdo a la cantidad de pulsos que el contador o divisor de frecuencia proporciona, en rangos dado por valores de 2^n .

En el caso de la figura 2.9, el flip-flop D, sincroniza los contadores de las pulsos que ingresan al sistema, de forma que no empiezan a contar hasta que llega un flanco en f_r . El contador No.1 lleva el conteo de la frecuencia a medir f_x mientras que el contador No. 2 mide la frecuencia de referencia f_r . La cantidad de pulsos queda entonces dada por :

$$N_1 = T_o f_x \quad (2.5)$$

$$N_2 = T_o f_r \quad (2.6)$$

De aquí podemos despejar la frecuencia a medir, por lo que se tiene:

$$f_x = \frac{N_1}{N_2} f_r \quad (2.7)$$

De acuerdo a la ecuación 2.7, mediante un μC se puede calcular la frecuencia desconocida que se está midiendo.

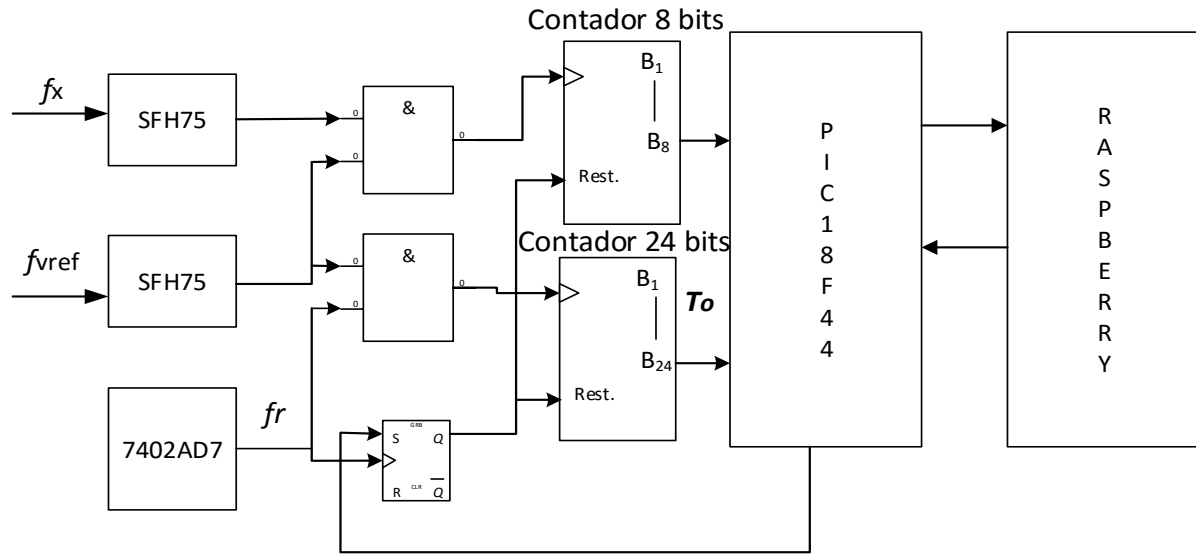


Figura 2.10 diagrama de bloques del sistema de sensado y procesamiento de datos (frecuencia).

Para llevar a cabo la implementación del sistema y conforme a lo visto en los objetivos, todas las señales que ingresen al sistema lo harán a través de canales ópticos. Esto debido a la inmunidad que presentan al ruido electromagnético presente de forma natural en los elementos medidos. Las señales ópticas se transforman a señales eléctricas útiles mediante los receptores SFH75 y se sincronizan con ayuda de los contadores y compuertas.

Mediante el oscilador de precisión 7402AD7 se proporciona la frecuencia de referencia necesaria, implementándose el circuito como se muestra en la figura 2.10. En primera instancia, la información la recabará un microprocesador, cuyas entradas están conectadas a las salidas de los contadores. La información procesada por el μC se envía a un segundo dispositivo, el cual se encargará de almacenarla. Este segundo dispositivo será una unidad SBC, relativamente lento en comparación del μC , pero con una capacidad de almacenamiento que excede por mucho a la que puede ofrecer el μC .

2.4 Convertidor de voltaje a frecuencia.

Tabla 2.1 Características del VFC.

Especificaciones	AD7741
<p>DC PERFORMANCE Integral Nonlinearity $f_{CLKIN} = 200 \text{ kHz}$ $f_{CLKIN} = 3 \text{ MHz}$ $f_{CLKIN} = 6.144 \text{ MHz}$</p> <p>LOGIC OUTPUT Minimum Output Frequency $0.05 * f_{CLKIN} \text{ Hz } V_{in} = 0 \text{ V}$ Maximum Output Frequency $0.45 * f_{CLKIN} \text{ Hz } V_{in} = V_{REFIN}$</p>	

En la Tabla 2.1 se proporcionan las especificaciones básicas del VFC (AD7741). De acuerdo a éstas y a la selección de la frecuencia de referencia, tenemos que:

$$f_{CLKIN} = 6.144 \text{ MHz}$$

$$f_r = 8.38860 \text{ MHz}$$

Con la f_{CLKIN} seleccionada, el VFC puede entregar un tren de pulsos con los siguientes límites en frecuencia:

$$f_{x_{min}} = 0.05 * f_{CLKIN} = 0.3072 \text{ MHz}$$

$$f_{x_{max}} = 0.45 * f_{CLKIN} = 2.7648 \text{ MHz}$$

Tabla 2.2 Tiempo de apertura en razón de el contador seleccionado

Contador	Pulsos	To @ 8.38860Mhz
2^{20}	1048576	0.125 s
2^{21}	2097152	0.25 s
2^{22}	4194304	0.5 s
2^{23}	8388608	1 s
2^{24}	16777216	2 s

Los contadores binarios son capaces de contar pulsos de magnitud 2^n de tal manera que un contador 2^2 se activara cuando haya pasado 4 pulsos, si seleccionamos un contador de 2^{23} para el contador No. 2 este se activara cuando hayan pasado 8388608 pulsos y si estos pulsos son generados a una frecuencia de 8.388608 MHz este contador se activara cada segundo dando un

T_0 igual a 1 segundo, conociendo el tiempo T_0 y Aplicando la ecuación 2.5 se puede conocer la cantidad de pulsos que se recibirán en N_1 :

$$N_{1min} = 307\ 200 \text{ para } f_{xmin} = 0.3072 \text{ MHz}$$

$$N_{1max} = 2\ 764\ 800 \text{ para } f_{xmax} = 2.76 \text{ MHz}$$

Y dado que N_2 es conocida, se puede utilizar la ecuación 2.7 para calcular las frecuencias.

2.5 Unidad de almacenamiento y análisis de datos.

Las unidades de almacenamiento y procesamiento pertenecen a la última etapa del sistema. De entre los distintos tipos de μC existentes en el mercado, se usarán los de la marca Microchip®, los que cuentan con registros habilitados para tomar acciones en función de los flancos positivos o negativos de una señal TTL; registros de interrupción, comunicación Ethernet, SPI, I2C, UART, etc.

2.5.1 Unidad de procesamiento.

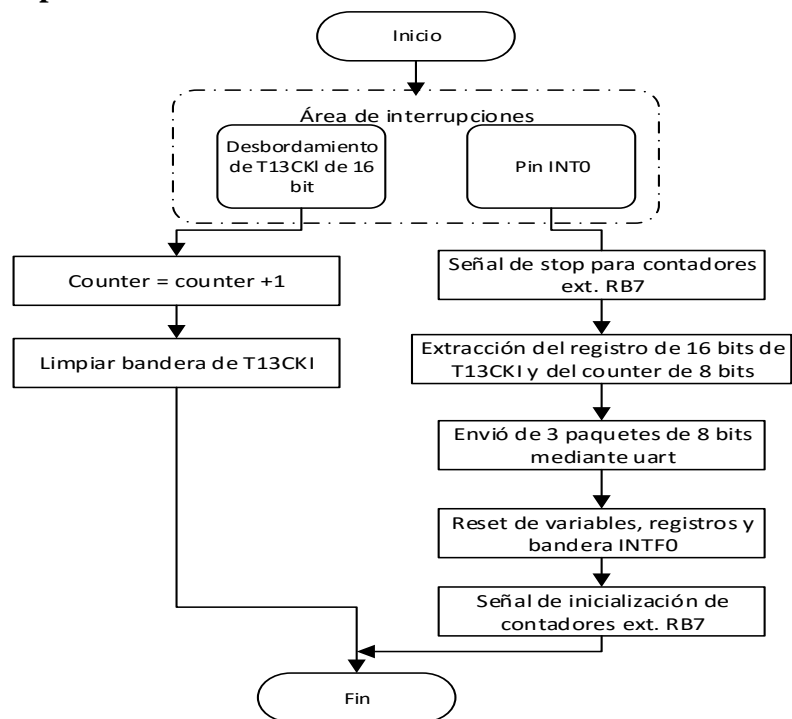
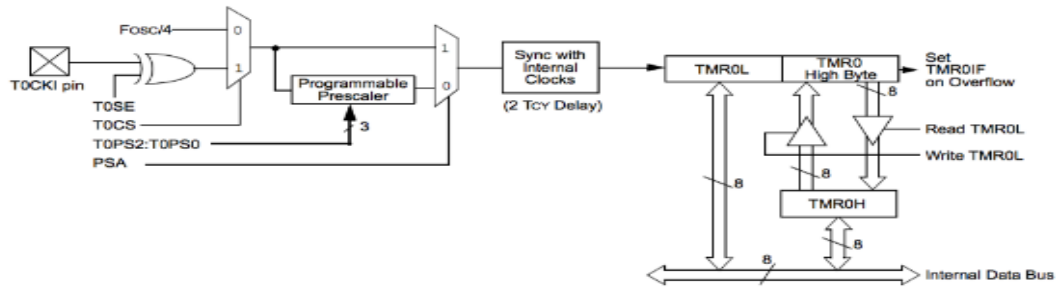


Figura 2.11 Diagrama de flujo de la programación en el μC .

La unidad de procesamiento consiste en un μC matrícula PIC18f4458, una unidad de 40 pines de alto rendimiento capaz de operar a una frecuencia de 48 MHz. Cuenta con una unidad

denominada T13CK0 (figura 2.12), la cual es un contador de eventos externos; en ella se llevará a cabo el registro de los pulsos esperados. La unidad T13CK0 cuenta con dos registros de 8 bits, uno de alto nivel y el segundo de bajo nivel; concatenándolos, es posible representar números de 2^{16} , insuficiente para los valores vistos en la ecuación 2.5. Por esta razón, se genera un segundo registro lógico de 16 bit que se activa por desbordamiento del registro T13CK0. Se pueden guardar así valores de hasta 2^{32} , suficiente para la aplicación.



Note: Upon Reset, Timer0 is enabled in 8-bit mode with clock input from TOCKI maximum prescale.

Figura 2.12 Contador interno del μC .

A partir de las herramientas que proporciona el μC se construye el programa de contabilidad y transmisión de información de la figura 2.11; en este programa todas las acciones se activan por medio de interrupciones asociadas a eventos particulares. La interrupción del puerto INT0 es la de mayor jerarquía. Cuando ésta se recibe se detienen todos los contadores, se toman todos los registros lógicos y físicos y se transmiten mediante una conexión de comunicación UART. Dado que el bus de la comunicación UART es de solo 8 bits, el μC procesa y envía paquetes de 8 bits, los que deben unirse posteriormente. Para finalizar esta tarea se resetean todos los contadores y se inicia otra vez el ciclo.

2.5.2 Unidad de almacenamiento.

Debido a las limitaciones de memoria de μC , la unidad de almacenamiento se implementa, con la ayuda de una unidad SBC (Single Board Computer), de la cual se aprovecha la disponibilidad de almacenamiento masivo y la capacidad de operar e interactuar como una computadora. En el caso del SBC Raspberry modelo B, se cuenta con una unidad de almacenamiento SD-Card de 8 gigabits y un puerto GPIO de 36 entradas/salidas.

Como interface, el Raspberry brinda un entorno gráfico basado en Linux; usando librerías bajo entorno de programación Python se puede acceder al puerto GPIO para configurar la comunicación UART. Una vez configurada la comunicación, se ejecuta el programa de la figura 2.13 que recibe los paquetes de información generados por el μC Pic18f4458, uniendo y creando un registro en el formato CVS. Cabe mencionar que el programa solamente realiza funciones básicas y deja abierto la puerta para incluir otras rutinas

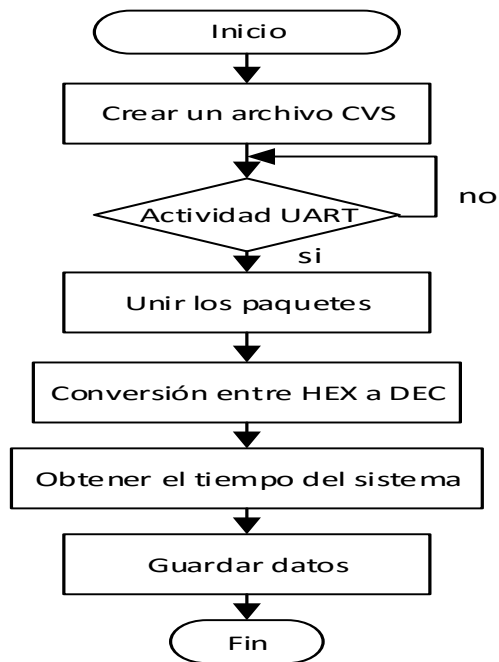


Figura 2.13 Diagrama de flujo para la unidad de almacenamiento.

2.6 Implementación del sistema de adquisición.

2.6.1 Sistema de protección y sensado.

Para implementar el circuito de la figura 2.6 es necesario incluir elementos auxiliares al VFC AD7741: una referencia de voltaje de precisión a 5V, matrícula ADR425ARMZ, un cristal de 6.14Mhz y capacitores varios.

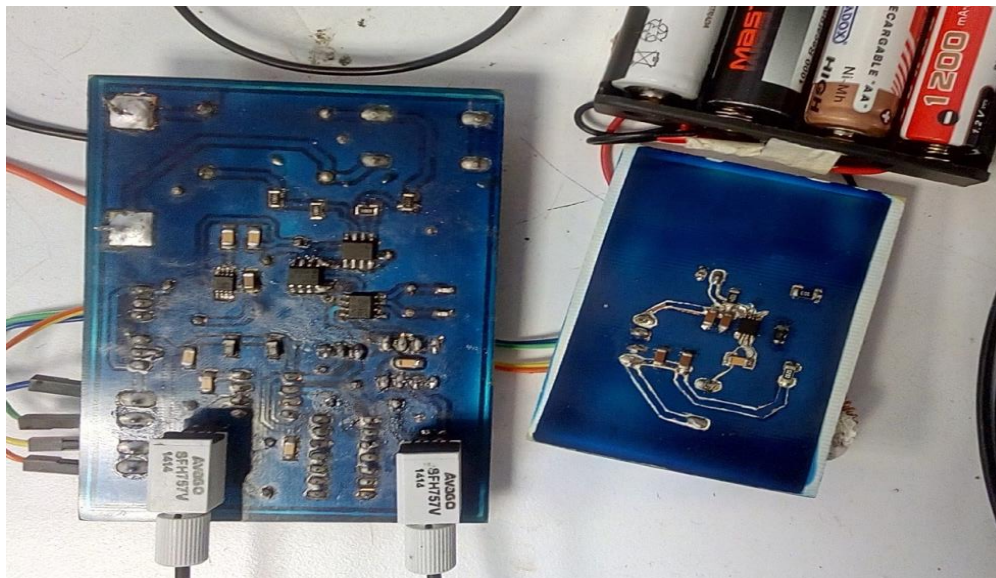


Figura 2.14 vista de la alimentación, sistema de protección y sensado junto con los transmisores de fibra óptica.

Como parte de la protección basada en diodos zener se utiliza uno de 5V, 5W, matrícula 1N5338BRLG. Mediante la ecuación 2.2 se proponen dos resistencias de $30\ \Omega$ a 0.1% de tolerancia para un convertidor CD-CD reductor de una entrada de 60 y salida a 30 V conmutando a 10 kHz, y un diodo ultra rápido matrícula MUR460G. Para los elementos de la figura 2.10 se utiliza un amplificador de alto rendimiento MAX9633 en modo diferencial con resistencia de $100000\ \Omega$ a 0.01 % de tolerancia y un segundo amplificador operacional matrícula ADA4665 el que, funcionando en conjunto con una compuerta 74TTL04, genera la señal de habilitación de los contadores. La salida se envía por medio de los emisores de fibra óptica 8FH357.

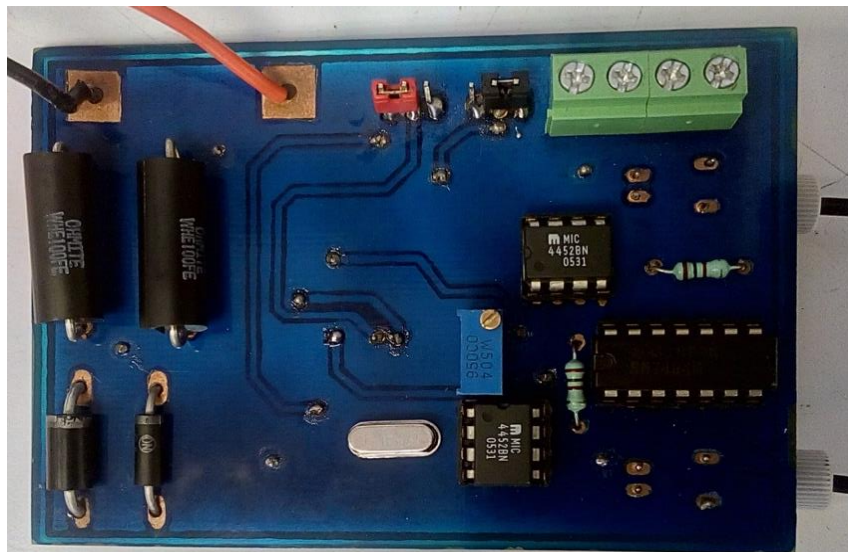


Figura 2.15 Vista del anverso del sistema de protección y sensado.

Estos elementos se alimentan a un voltaje que va desde 12V y 5V. Para la administración de energía se usa el regulador de voltaje síncrono MCP16311 que, a su vez, obtiene su energía de un grupo de baterías. De esta manera es posible mantener la portabilidad y el aislamiento galvánico. El diagrama eléctrico se incluye en el anexo B; en las figuras 2.14 y 2.15 se muestran los detalles de la construcción.

2.6.2 Sistema de procesamiento y almacenamiento de datos.

Para el sistema de procesamiento de datos se selecciona un μC PIC18F4458 (a la izquierda, en la figura 2.16) con los componentes necesarios para operar. Se contempla la inclusión de un conjunto de LED para señalar condiciones de error (apagado, sin comunicación, etc.), elementos de apoyo para la división de frecuencias y contabilidad de pulsos (CD4040); la generación de pulsos de referencia por medio del 7402AD7 a 8.38860 MHz y los respectivos receptores de fibra óptica 4FH352.

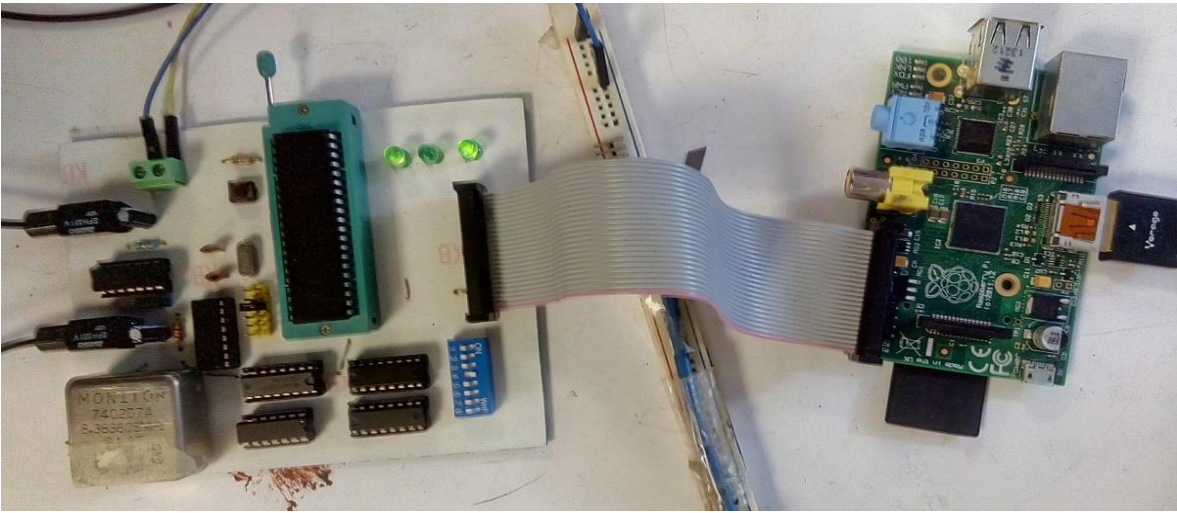


Figura 2.16 sistema de procesamiento y de almacenamiento.

Para el sistema de almacenamiento se usa el Raspberry® Ver B (a la derecha, en la figura 2.16), en el cual se instaló el sistema operativo Linux Raspbian® y los módulos de programación python® juntos con las librerías para el uso y configuración del puerto GPIO. Para la programación se usan las entradas de teclado con ayuda de un monitor de computadora y alimentación de una fuente de 5 V.

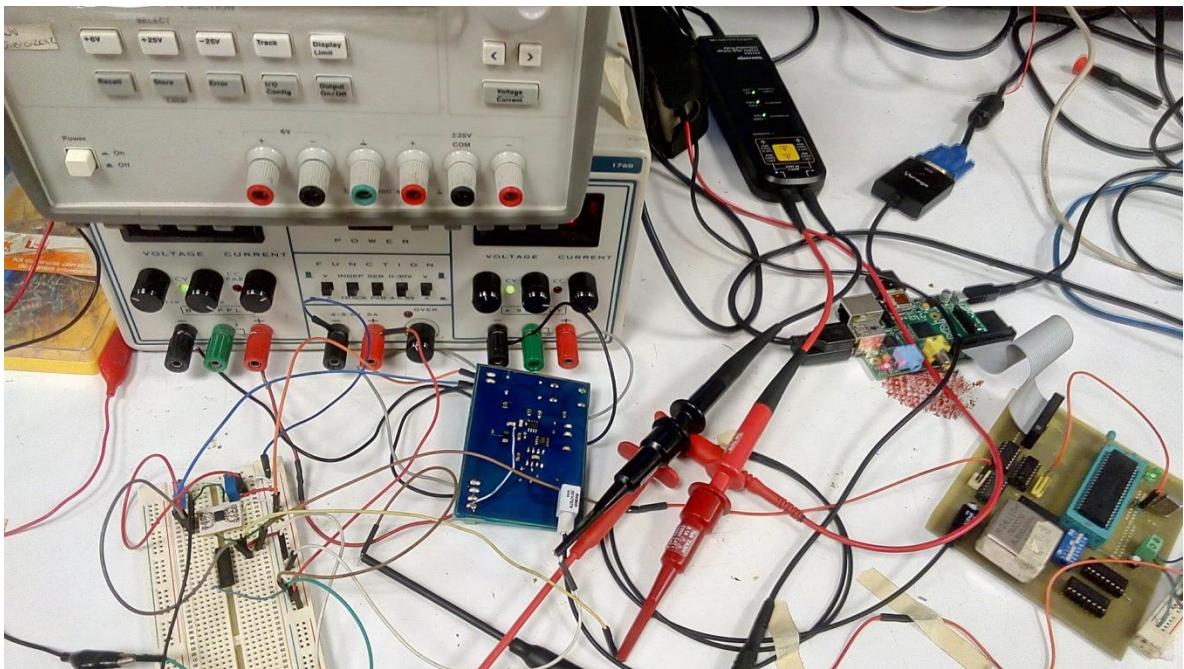


Figura 2.17 vista cercana al sistema antes de las pruebas.

Existe una diferencia en el voltaje de operación entre el sistema de almacenamiento y el de procesamiento de señales (de 3.3V y 5V respectivamente); debido a esto es necesario agregar

un circuito de corrimiento de nivel que funciona como puente entre los dos sistemas, matrícula TXB0108.

2.6.3 Equipo de laboratorio.

Para llevar a cabo la secuencia de verificación se monta un banco de pruebas como lo muestran las figuras 2.17-2.18. Con esto es posible verificar el sistema de monitoreo bajo condiciones conocidas y controladas, así como tomar datos y capturas para conocer las limitaciones del sistema. El equipo que se utilizó es el siguiente:

- Generador de señales arbitrarias TEKTRONIX TDS 1012b
- Osciloscopio TEKTRONIX TDS 3054B/DPO 3054
- Fuente de poder BK-PRESISION 1762 DC POWER SUPPLY
- Fuente de poder de precisión AGILENT E3634 DC POWER SUPPLY
- Punta de osciloscopio TEKTRONIX TPP0201
- Punta de osciloscopio aisladas TEKTRONIX PS200A 50MHz

Como elementos auxiliares para la programación del Raspberry se utilizan un teclado y ratón como interfaces de entrada; un convertidor HDMI/VGA para la salida al monitor, y todo el software que proporciona TEKTRONIX® para la manipulación, captura y visualización de los osciloscopios y el generador de señales arbitrarias.

También, como herramientas de programación se cuenta, con Ninja ide® para programación en Python® del Raspberry®, la versión básica de mikrobasic® para la programación de μC y herramientas variadas para manipulación de datos, como Excel® y Matlab®.

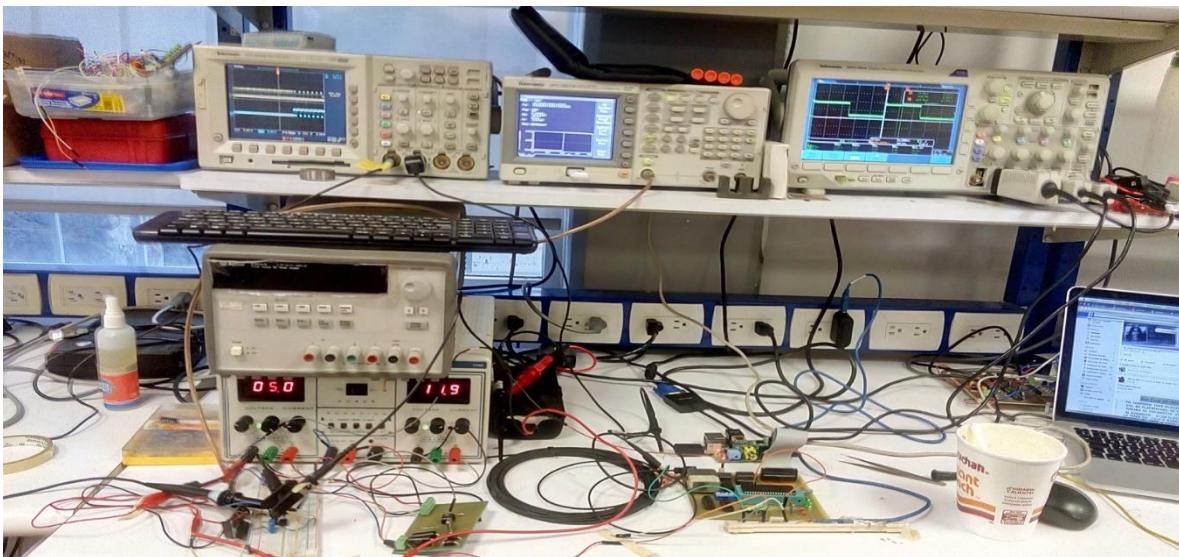


Figura 2.18 Vista del sistema completamente operativo.

Pruebas y Resultados.

Se evaluará el sistema bajo diferentes casos, a fin de conocer su comportamiento, precisión y limitaciones que pueda presentar. Para llevar a cabo la evaluación se proponen las siguientes series de pruebas:

- Rango (sensibilidad) del μC .
- Pruebas de funcionamiento en CD.
- Sistema de protección.
- Variación en frecuencia.
- Variación en función del ciclo de trabajo.
- Pruebas con inyección de ruido.
- Pruebas con forma de onda de un IGBT operativo.

3.1 Sensibilidad del μC .

Existen muchos factores que pueden generar errores de medición y el μC no se encuentra exento de este problema. Po ejemplo, están los problemas de falta de repetitividad: si N es la cuenta final esperada, se puede presentar casos de $N + K$ o $N - K$ de cuentas para un mismo tiempo T_0 . Esto puede ocurrir debido a la falta de sincronización de la señal de entrada y el oscilador interno del μC .

Para llevar a cabo la estimación de este punto, se realizaron las siguientes acciones:

- Generación de una onda cuadrada de frecuencia conocida.
- Inserción directa al sistema de procesamiento y almacenamiento.
- Generación de una frecuencia mínima posible con variación de 500 kHz, hasta la frecuencia máxima posible.
- Comparación de la frecuencia conocida y la frecuencia leída por el sistema.

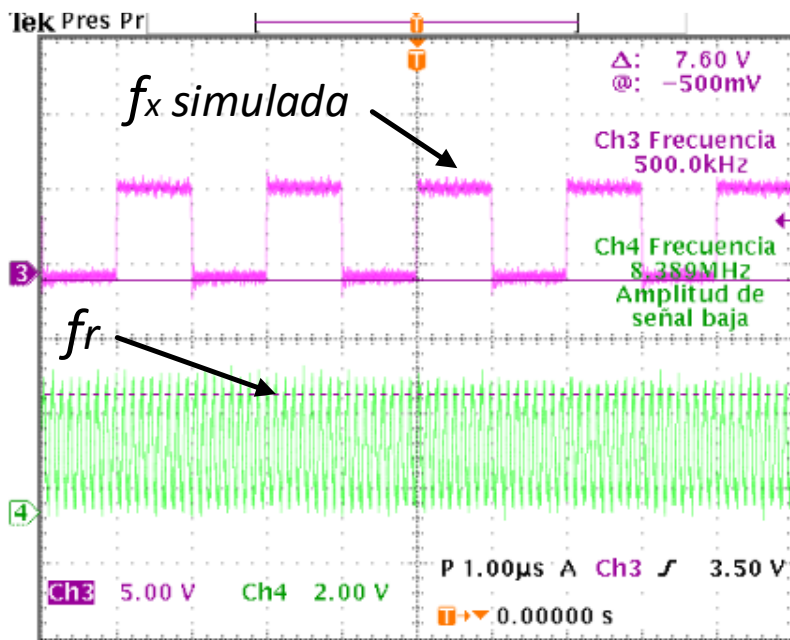


Figura 3.1 Formas de onda para prueba de sensibilidad (valor min esperado).

También existe la posibilidad de encontrar un error acumulativo en el sistema. Cada cierto tiempo T_0 se tiene una N cantidad pulsos esperados, para un cierto valor de f_x , y estos multiplicados por un error K y por una ganancia g tal que podemos tener

$$T_0 f_{x_{1,2}} = \pm N K g$$

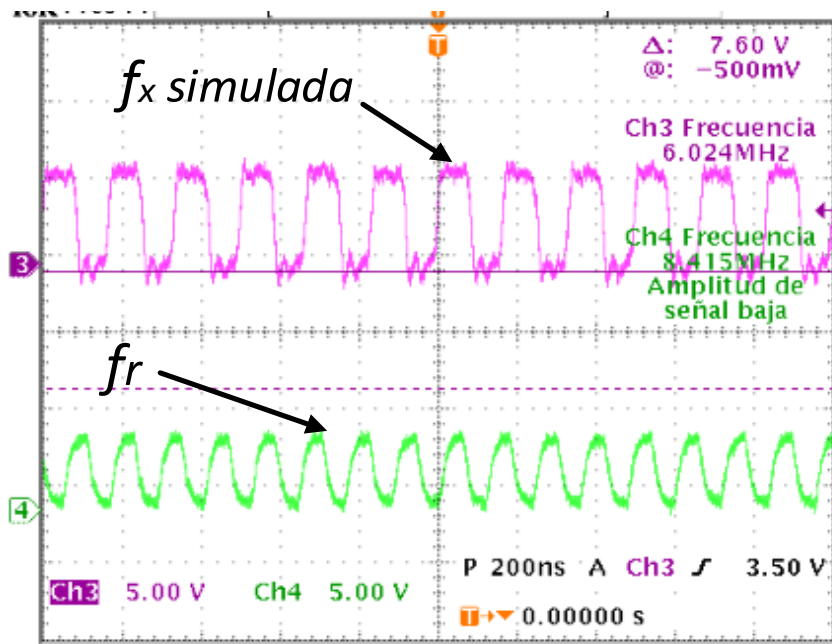


Figura 3.2 Formas de onda para prueba de sensibilidad (valor máximo esperado).

En esta primera serie de pruebas se utilizó el generador TEKTRONIX TDS 1012b. Para cuantificar el error se trató de simular las condiciones bajo las cuales operará el pic18f4458 (figura 3.1, 3.2).

Con la primera prueba se verifica el comportamiento del sistema desde una frecuencia mínima de 0.5MHz, hasta otra de 6 MHz que es aproximadamente la máxima frecuencia soportada para el funcionamiento AD7741. Las frecuencias de operación se encuentran dentro de este intervalo y se tienen los errores que se listan en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Valores obtenidos de la prueba de sensibilidad.

f_x simulada	Cuentas	Error en cuentas
0.5 MHz	500001.4	1.4
1.0 MHz	1000003.46	3.46
1.5 MHz	1500005.36	5.36
2.0 MHz	2000007.27	7.27
2.5 Mhz	2500009.54	9.54
3.0 MHz	3000011.46	11.46
3.5 MHz	3500013.44	13.44
4.0 MHz	4000015.49	15.49
4.5 MHz	4500017.42	17.42
5.0 MHz	5000019.37	19.37
5.5 MHz	5500021.36	21.36
6.0 MHz	6000023.37	23.37

3.2 Pruebas del funcionamiento del sistema en CD.

En la ficha técnica del convertidor AD7741 se describe su funcionamiento. Como se muestra en la figura 3.3, exhibe un comportamiento de orden 0 pero esto válido solo hasta cierto punto. Para comprobar este punto se realiza lo siguiente:

- Generar un voltaje usando la fuente AGILENT E3634.
- Aplicación del voltaje al sistema de procesamiento y almacenamiento.
- Generación de un voltaje base de 0 V, con incrementos de 500mV hasta 4.5V.
- Captura de los valores resultados.
- Conversión de los valores obtenidos a voltaje.
- Comparación entre los valores obtenidos y los valores esperados.

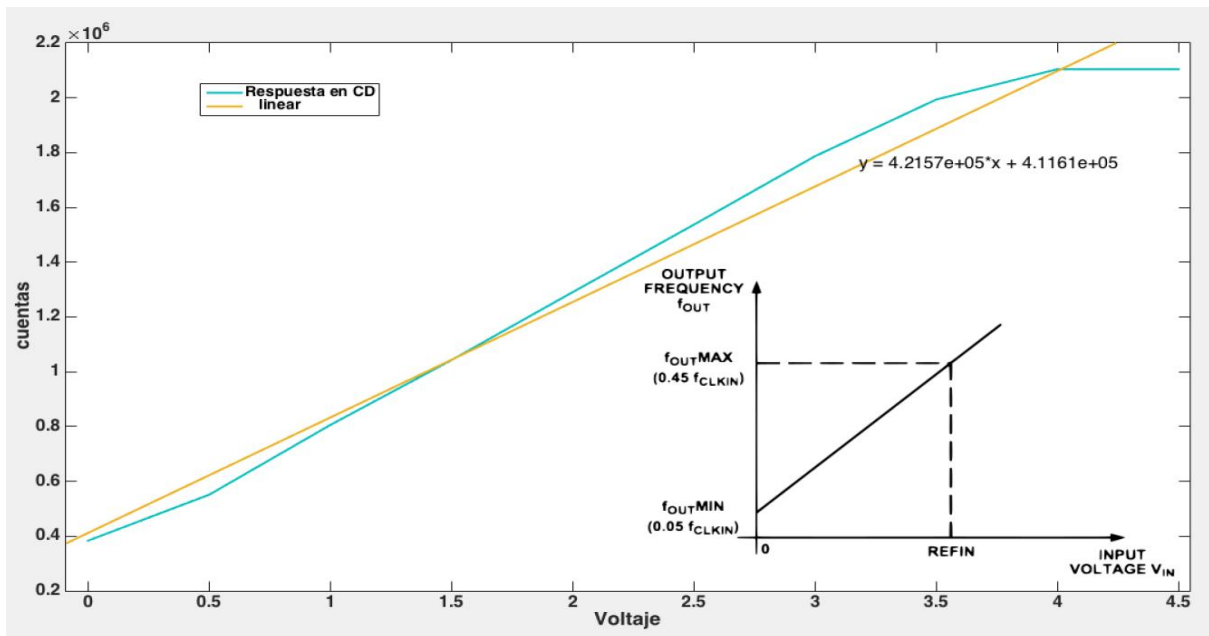


Figura 3.3 Respuesta del sensor en cuentas con respecto al voltaje y comparación de la forma lineal teórica de la hoja de datos.

En la figura 3.3 se observa el comportamiento del AD7741 a los diferentes voltajes en CD usando un cristal de 6.144Mhz como fuente de reloj principal para el VFC y una referencia de 5 V. A la derecha se muestra la aproximación lineal de la respuesta.

Tabla 3.2 Valores del sensor en cuentas con respecto al voltaje, con 100 muestras.

Voltaje (V)	Promedio x 10 ⁶	Mediana x 10 ⁶	Desviación media	Percentil	rango
0.0	0.38	0.3835	64	383500	347
0.5	0.55	0.5513	8	551300	59
1.0	0.80	0.8060	36.5	806000	158
1.5	1.04	1.0430	10.5	1043000	89
2.0	1.29	1.2910	36.5	1291000	180
2.5	1.53	1.5370	22	1537000	172
3.0	1.78	1.7870	58	1787000	464
3.5	1.99	1.9940	17	1994000	126
4.0	2.10	2.1050	16	2105000	110
4.5	2.11	2.1100	17	2.11E+06	153

Debido a que se utiliza una referencia de 5 V, a voltajes cercanos a éste se pierde linealidad. Por lo tanto, a partir de este punto solo se harán pruebas en el intervalo de 0 a 4 V, en el cual la

respuesta es aproximadamente lineal. También es bueno notar que para señales CD se tiene una desviación media promedio del 28.5 cuentas, lo cual es un error pequeño (tabla 3.2).

3.3 Prueba del sistema de protección.

Se reproducen las condiciones en la cuales debe operar el sistema de medición. Los componentes deben ser capaces de evitar voltajes por encima del máximo permisible para el VFC. Para comprobar este punto se requiere:

- La generación de la onda de V_{CE} de un IGBT en conmutación (convertidor reductor).
- Capturar la forma de onda digitalizada.
- Conexión entre la sección de protección (sin la parte del VFC) y el convertidor.
- Variación del voltaje aplicado al convertidor reductor, por encima del umbral del sensor.

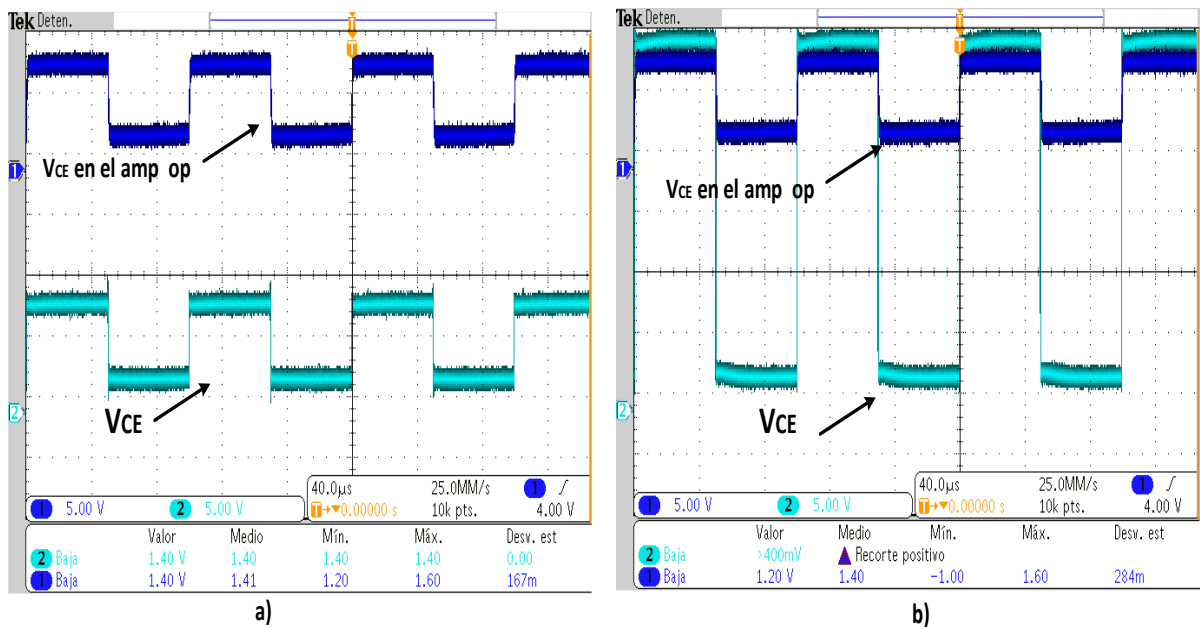


Figura 3.4 Test de la protección a) V_{CEOFF} por debajo de 5V b) V_{CEOFF} por encima de 5 V.

En la figura 3.4 se muestra la forma de onda V_{CE} de un convertidor reductor que opera con una fuente de CD de 35 V, una salida de 17.5 V (promedio) y frecuencia de operación de 10kHz. Cuando el voltaje de entrada al reductor alcanza el valor máximo, el VFC solo recibe un valor máximo un 5.0 V debido a que se utiliza un diodo zener de 5 V a 5 W.

Conforme al voltaje con el que se hizo el cálculo, en esta prueba se observa que el circuito de protección es capaz de bloquear los voltajes mayores a 5V.

3.4 Funcionamiento con respecto a las frecuencias.

En general, la frecuencia a la que opere el convertidor reductor será variable, según la aplicación (figura 3.5); es necesario verificar la operación del sistema a otras frecuencias. Para las pruebas con respecto a frecuencia se necesita:

- Generación de una onda cuadrada de frecuencia y amplitud conocidas.
- Variación de la frecuencia de 10 kHz hasta 90 kHz con variación de 500mV, desde 0V hasta 4V con un ciclo de trabajo del 50%.
- Captura y procesamiento de datos.

. La generación de una onda cuadrada nos genera un escenario semejante al producido por un dispositivo IGBT en sus terminales C-E, pero con la certeza de que el valor introducido en donde normalmente está V_{CEON} es de un valor conocido sin ninguna perturbación y la variación en frecuencia del punto de operación de un convertidor sin la necesidad de construir los convertidores para tales casos.

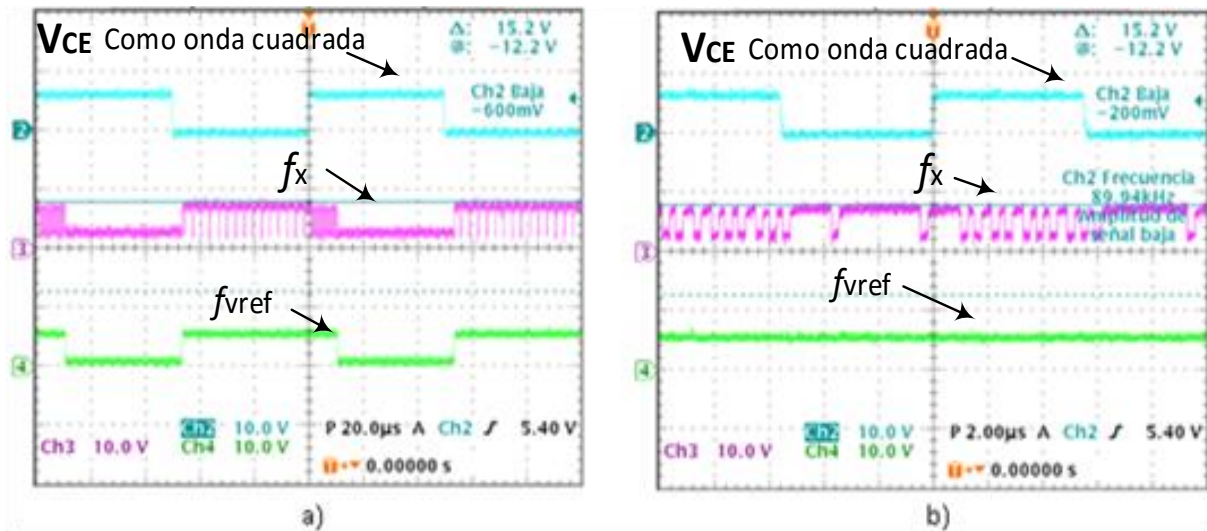


Figura 3.5 Pruebas con un ciclo de trabajo de 50% en a) 10 kHz b) 90 kHz.

El comportamiento del sistema se puede observar en la figura 3.5 en donde se presentan las imágenes obtenidas del osciloscopio de pruebas realizadas a 10 kHz y 90 kHz. Este comportamiento fue idealizado en el capítulo anterior (figura 2.7), pero es de notar que para la prueba de frecuencia base (10 kHz) la discriminación de los pulsos generados por V_{CEOFF} no es perfecta dejando pasar una cierta cantidad, esto debido al limitado ancho de banda del amplificador utilizado. Para frecuencias mayores de 50 kHz esta discriminación no ocurre tal como se muestra en el caso b de la figura 3.5.

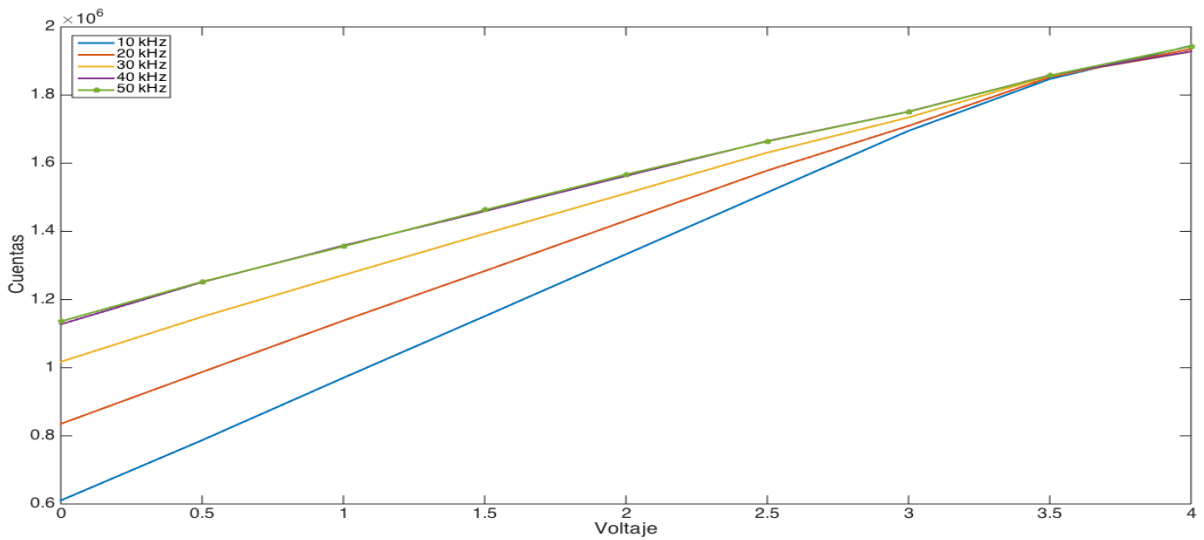


Figura 3.6 Familia de curvas de voltaje V_{CE} y la frecuencia de conmutación.

Estas cuentas extras alejan la curva de medición del caso generado por el voltaje en CD (figura 3.3) generando la siguiente familia de curvas de la figura 3.6. Esto tiene como efecto que la ecuación de conversión para el caso en CD quede obsoleta y el rango de cuentas disponibles se vea reducido.

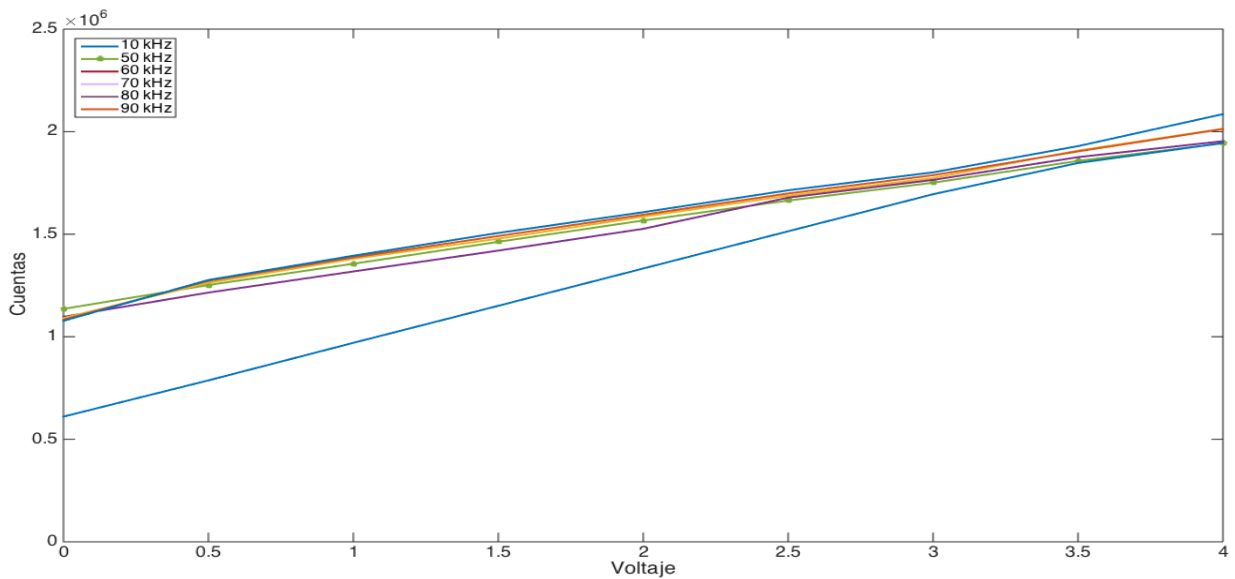


Figura 3.7 Familia de curvas del voltaje V_{CE} y la frecuencia de conmutación.

Este fenómeno se estabiliza cuando el amplificador deja de generar la señal de discriminación generando una segunda familia de curvas (figura 3.7), lo cual permite recalcular una ecuación de conversión, pero limita el rango de cuentas disponibles perdiendo con ello sensibilidad en el VFC.

3.5 Pruebas conforme al ciclo de trabajo.

El ciclo de trabajo del convertidor depende de la tensión que se desee generar. Por tanto, se debe considerar como una variable operativa ante cuyas variaciones el sistema debe operar correctamente. Para llevar a cabo este ciclo de pruebas se realiza lo siguiente:

- Generación de una onda cuadrada de frecuencia y amplitud conocidas.
- Variación de la frecuencia de 10 kHz hasta 30 kHz con variación de la amplitud en pasos 500mV, desde 0V hasta 4V, y variaciones en el ciclo de trabajo desde el 10% hasta el 90% con pasos del 10%.
- Captura y procesamiento de datos.

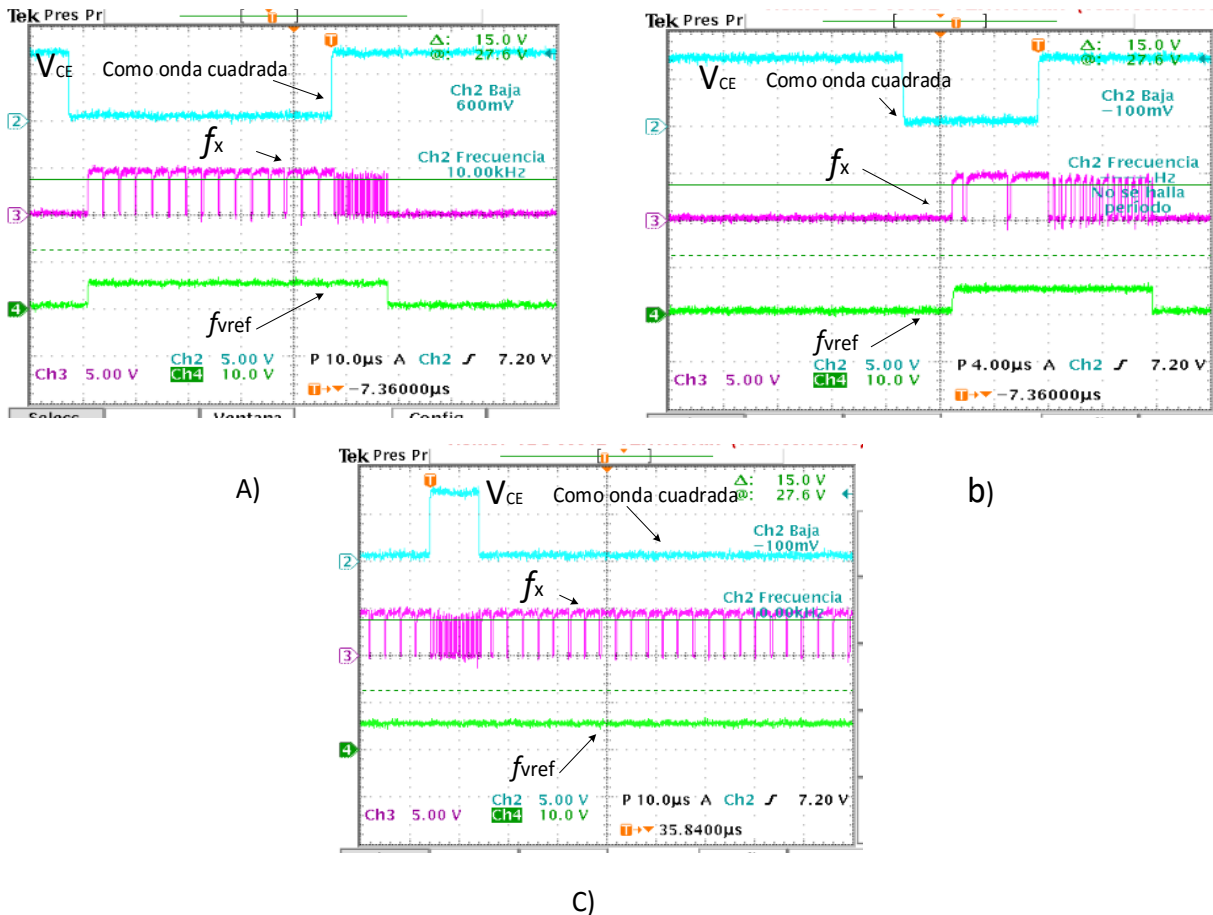


Figura 3.8 Pruebas a 10 kHz con ciclos de trabajo de a) 50% b) 10% y c) 90%.

Como en el caso anterior el uso del generador de ondas arbitrarias ayuda a crear diversos escenarios de V_{CEON} de valor conocido y a diferentes ciclos de trabajo. Debido a las características de operación del IGBT, se optó por limitar las pruebas a 30 kHz, ya que en pruebas anteriores se demostró que comienza a perder sensibilidad a partir de frecuencia. En la figura 3.8 se observa el comportamiento de algunos de los casos simulados, estos en un principio tendrían un comportamiento parecido al de la figura 2.7, pero la discriminación de pulsos es imperfecta.

3.5.1 Pruebas a 10 kHz.

Para las pruebas realizadas con un V_{CE} simulado a 10 kHz y variante en el ciclo de trabajo, existe también una cierta cantidad de cuentas de V_{CEOFF} no discriminadas (figura 3.8) y tienen un efecto muy similar al descrito en las pruebas de frecuencia, pero en un menor grado siendo realmente notorio a partir de ciclos de trabajo del 80% o más (figura 3.9).

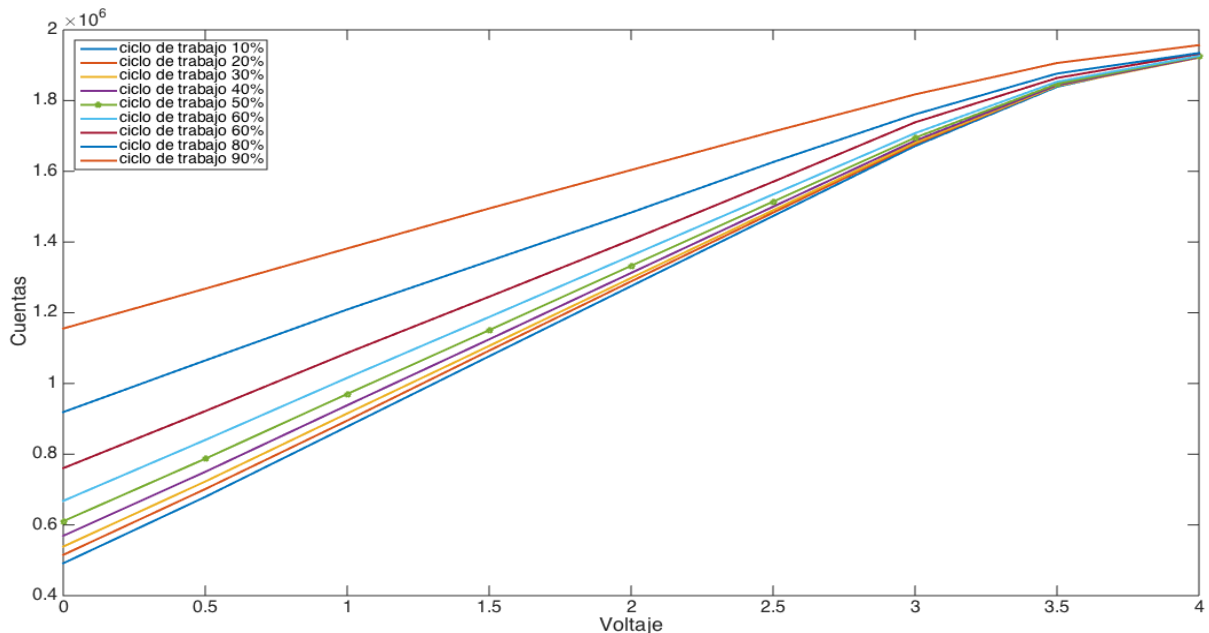


Figura 3.9 Familia de curvas para frecuencia de 10 kHz en función del voltaje a diferentes ciclos de trabajo.

3.5.2 Pruebas a 20 kHz.

De igual manera que en las pruebas de 10 kHz, en esta región el efecto de cuentas extras es más notorio, por lo que las curvas se encuentran más espaciadas (figura 3.10), si bien la ecuación del caso de CD es obsoleta se pueden encontrar ecuaciones para cada curva o la implementación de métodos para hallar la conversión cuentas a voltaje.

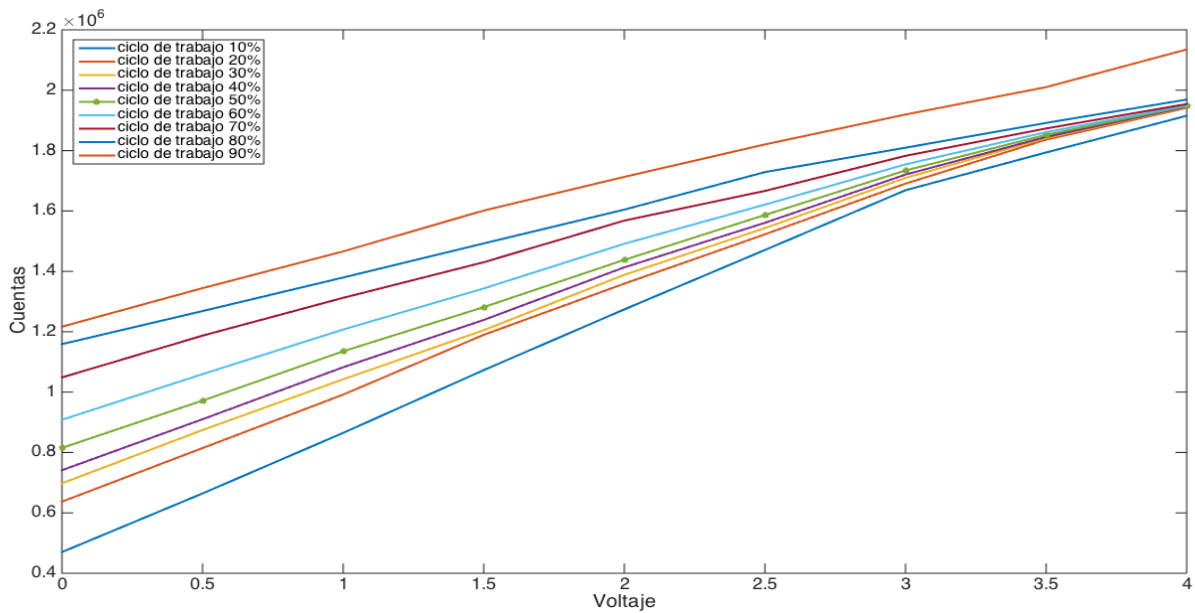


Figura 3.10 Familia de curvas para frecuencia de 20 kHz en función del voltaje a diferentes ciclos de trabajo.

3.5.3 Pruebas a 30 kHz.

Para esta región de operación solo los casos con un ciclo de trabajo pequeño aún mantienen la discriminación, por lo cual tiende a tener un comportamiento parecido al presentado en las pruebas de 20 kHz con ciclos de trabajo mayores al 50% (figura 3.10). Con lo que las variaciones son menores, pero como se muestra en la figura 3.11 no existe curva que describa el funcionamiento a un ciclo de trabajo de 90% pues en esta región el sistema deja de operar.

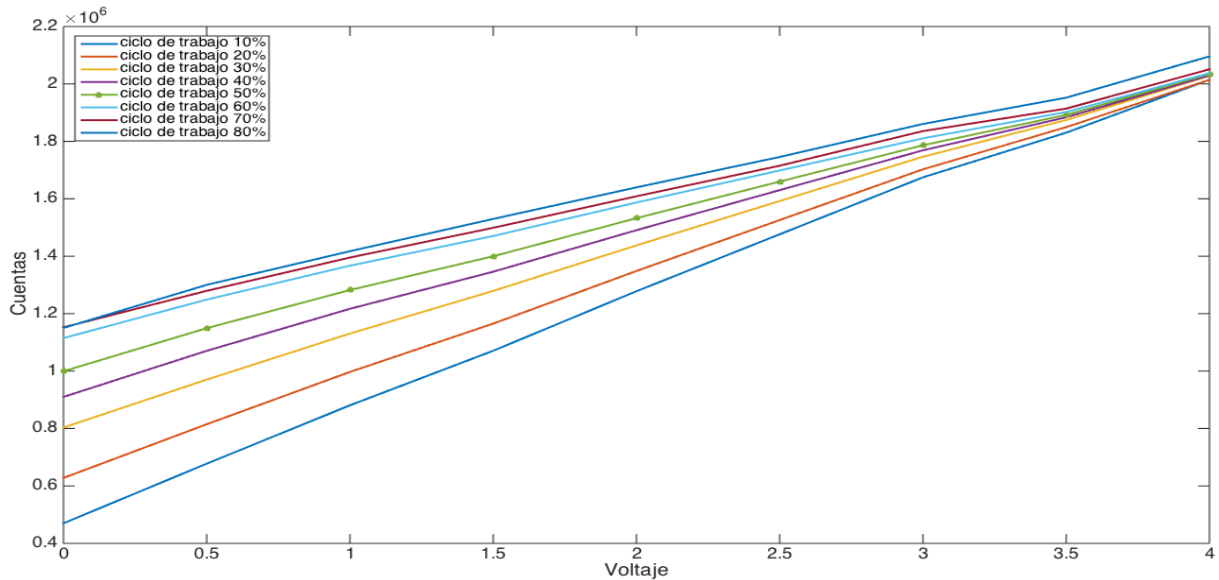


Figura 3.11 Familia de curvas para frecuencia de 30 kHz en función del voltaje a diferentes ciclos de trabajo.

3.6 Pruebas con ruido.

En teoría, una de las virtudes que un convertidor de voltaje a frecuencia puede ofrecer es la inmunidad ante los efectos de ruido que pueda agregarse en la señal que se sensa. Esto se debe a que su forma de operación tiene una gran similitud con la integración matemática.

Para probar la inmunidad al ruido, por medio del generador de formas de onda arbitrarias se agrega al voltaje V_{CEON} una componente cuyo valor promedio es nulo. Se consideraron los siguientes casos:

- 10 ciclos y 20 ciclos con amplitud de 300mV.
- 10 ciclos y 20 ciclos con amplitud de 400mV.
- 10 ciclos con amplitud de 1V.

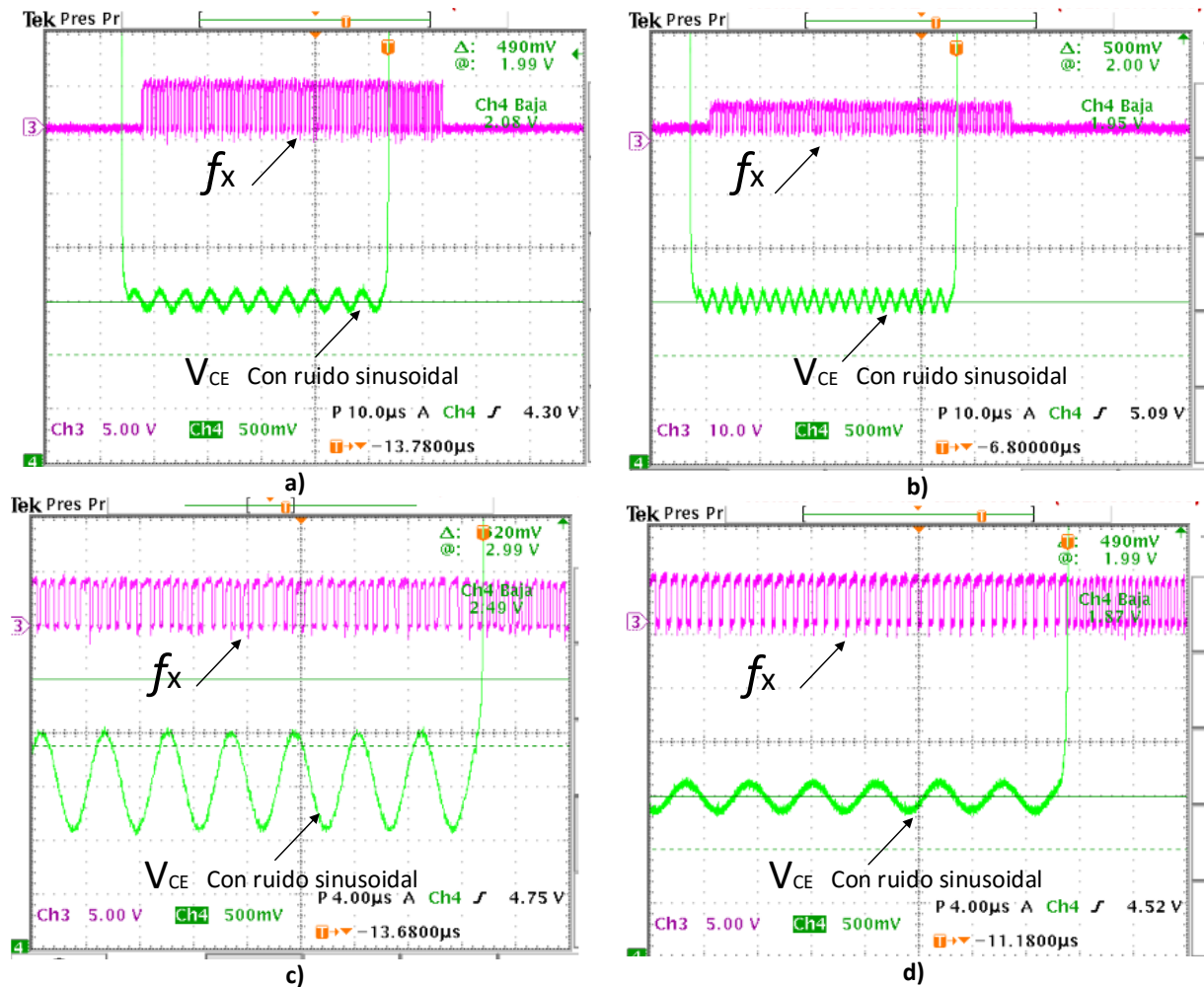


Figura 3.12 Algunas cosas de ruido usado en el sistema a) 10 ciclos a 300mV de amplitud b) 20 ciclos a 300 mV de amplitud c) 10 ciclos a 1V de amplitud c) 10 ciclos a 400mV de amplitud.

De esta serie de pruebas solo se muestran algunos de los casos (figura 3.12) que debiera presentar una forma parecida al de la figura 2.7 (los datos obtenidos están registrados en las tabla-A5 hasta la tabla-A13). Si bien esta serie de pruebas se puede observar también el paso de cuentas de V_{CEOFF} , un ruido sinusoidal genera otro fenómeno que se describirá más adelante y que se agrava en los límites superior e inferior de VFC, por lo cual es de interés solo mostrar las pruebas realizadas con los peores resultados teniendo como referencia el de mejor resultado.

3.6.1 Pruebas a 0 V con un ciclo de trabajo de 10%.

Debido a la frecuencia a la que se diseñó el sistema, esta serie de pruebas se realizan a 10 kHz, tomando como referencia una onda cuadrada, a la que se le inyectan ruidos sinusoidales ya mencionados. Para el caso de 0 V y ciclo de trabajo de 10% se muestra una variación en las cuentas, alcanzando esta su máximo error en el caso del ruido de 1V de amplitud a 10 ciclos. Esto se debe no solo a los fenómenos observados con anterioridad, sino también al ruido sinusoidal que entra en voltajes negativos (valores al cual el VFC no está diseñado) agravando el error (figura 3.13).

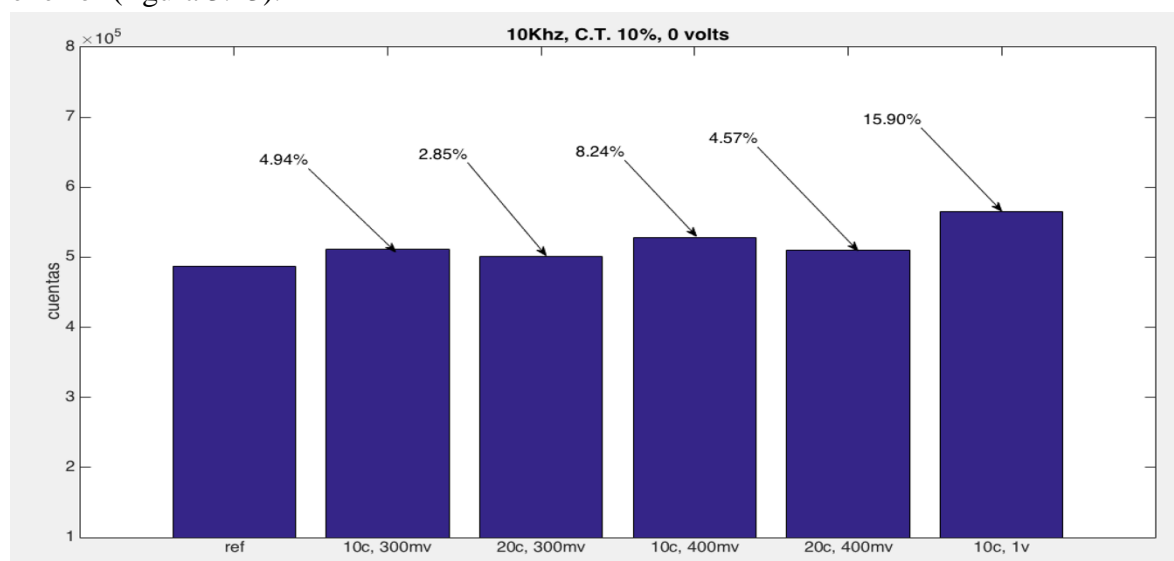


Figura 3.13 Variación con respecto al ruido inyectado.

3.6.2 Pruebas a 2 V a 50% del ciclo de trabajo.

La prueba a 2 V con un ciclo de trabajo del 50% y una frecuencia de operación de 10 kHz tiene el error más pequeño encontrado en esta serie de pruebas (figura 3.14).

Aun que se mantienen los errores provocados por los efectos mencionado en apartados anteriores, en esta región no se presenta el fenómeno de que el ruido sinusoidal entre en regiones en donde el VFC no puede operar. Y en esta región es en donde ronda los valores de V_{CEON} del IGBT propuesto.

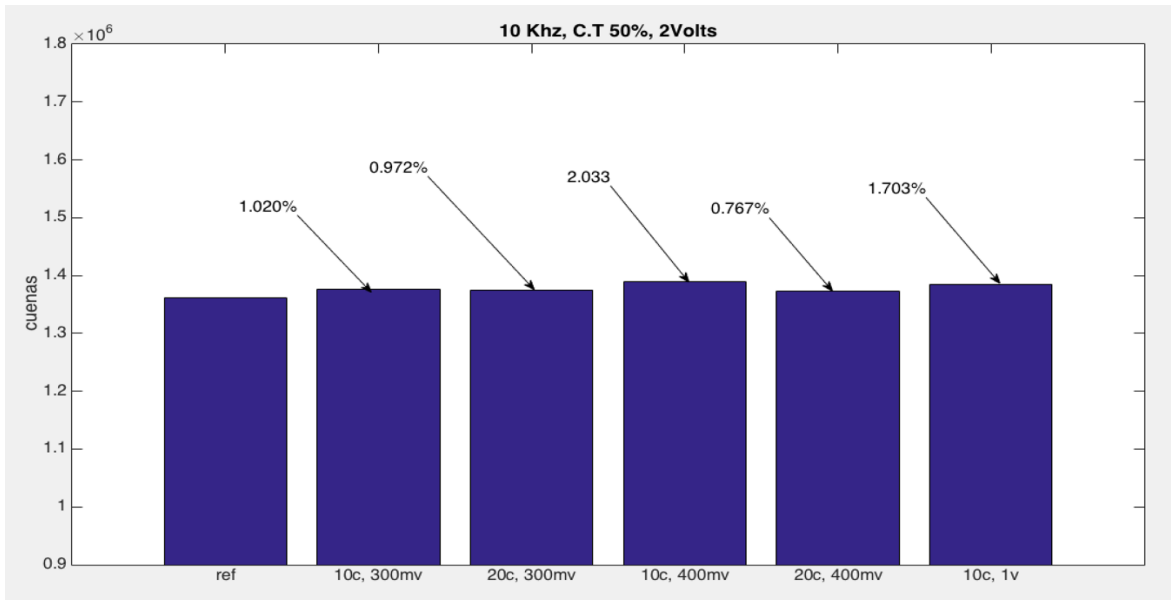


Figura 3.14 Variación con respecto al ruido inyectado.

3.6.3 Pruebas a 4 V con 90 % del ciclo de trabajo.

Al igual que las pruebas realizadas en el límite inferior de sensado del VFC, estas pruebas operan no solo en el límite superior de sensado del VFC, sino también en un ciclo de trabajo del 90%. Con lo que efectos anteriormente mencionados se agravan y también los generados por salir de la zona de operación del VFC. La combinación de estos dos dejan inoperativo al sistema, tal como lo muestra la figura 3.15.

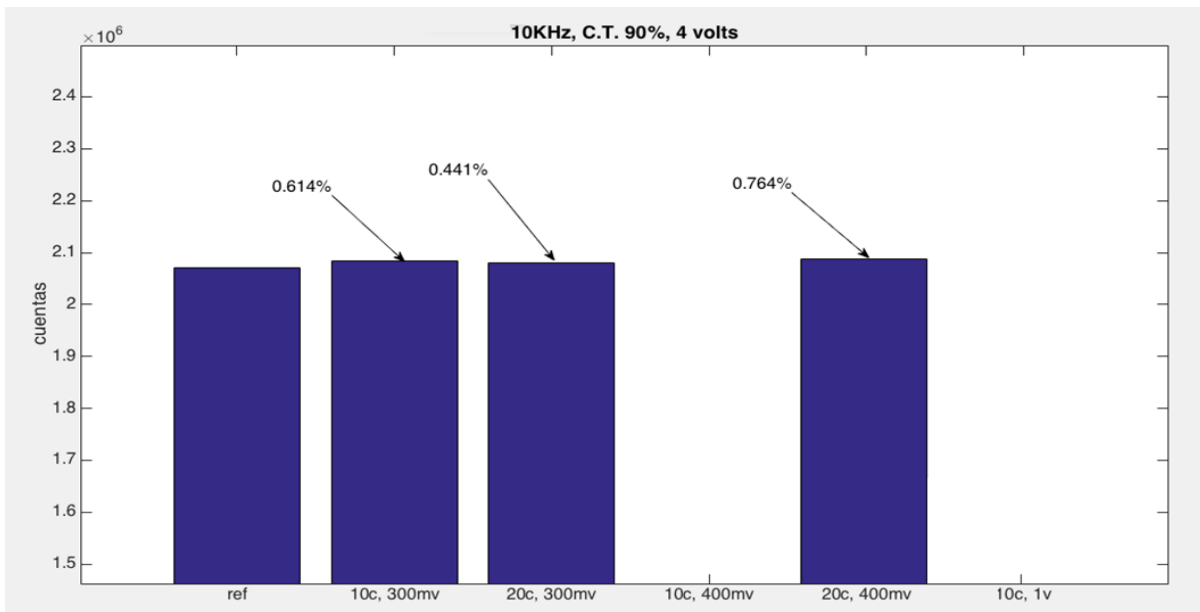


Figura 3.15 Variación con respecto al ruido inyectado.

3.7 Pruebas con forma de onda características de un IGBT.

Las pruebas descritas en los apartados anteriores se llevaron a cabo generando las formas de onda por medio de un generador de ondas arbitrarias. Para caracterizar el comportamiento del sensor en una aplicación real, con ayuda de un osciloscopio digital se obtuvo la forma de onda de un IGBT en conmutación. El IGBT que se caracterizó es el IGP06N60T operando en un convertidor reductor. Se usó un osciloscopio modelo TEKTRONIX TDS 3054B y puntas aisladas TEKTRONIX PS200A.

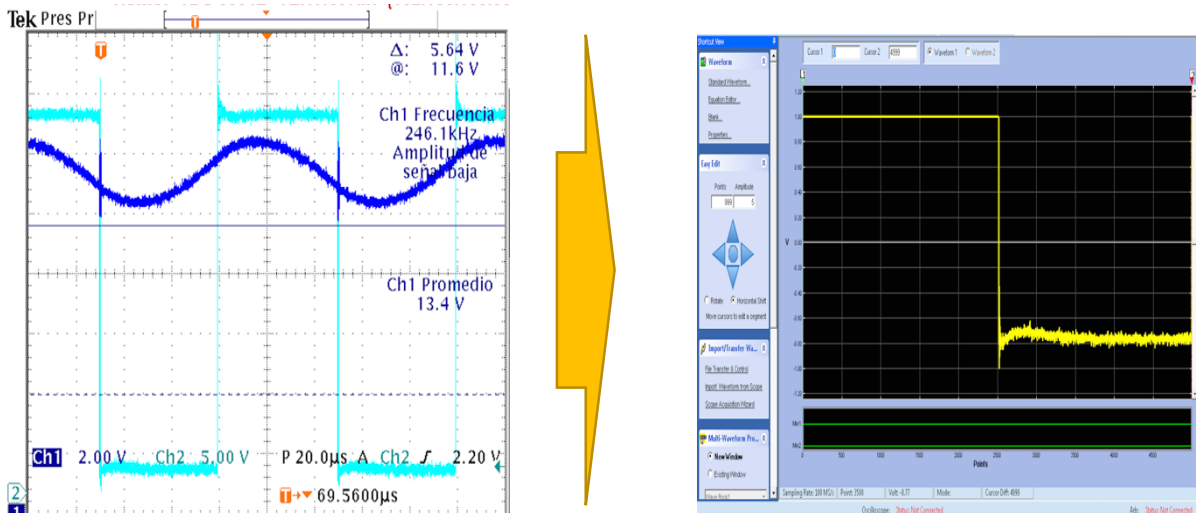


Figura 3.16 Digitalización de la forma de onda de interés.

El software que acompaña al generador TEKTRONIX TDS 1012b permite replicar una forma de onda obtenida por medio de un osciloscopio (figura 3.16). A partir del vector digitalizado, lo que se hizo fue variar la frecuencia, el ciclo de trabajo y/o el voltaje promedio de V_{CEON} . Éste último es el que se reporta en esta sección y los casos son lo más cercano que se puede tener a un convertidor en operación. Para estas pruebas se procedió de la siguiente manera:

- Captura del voltaje V_{CEON} de un IGBT en conmutación, en un convertidor reductor.
- Digitalización y manipulación de la forma de onda.
- Generación e inyección de una onda cuadrada con variaciones de 500 mV, un ciclo de trabajo del 50% y frecuencia de 10 kHz.
- Generación e inyección de una señal V_{CE} de IGBT en conmutación, con variación de 500mV, un ciclo de trabajo del 50% y frecuencia de 10 kHz.
- Conversión y comparación entre las dos formas de onda.

En la Figura 3.17 se muestra el comportamiento en cuentas sin ningún tipo de procesamiento, para dos formas de onda.

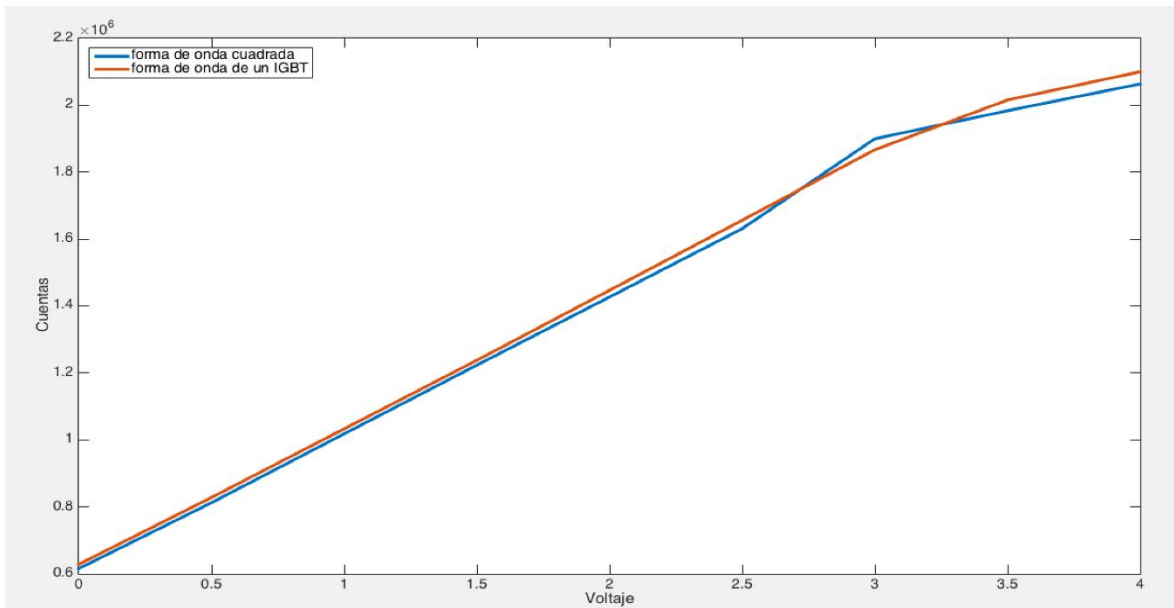


Figura 3.17 Formas de onda en estado puro.

Con las pruebas anteriores se obtuvieron datos suficientes como para generar linealizaciones aplicables a las diferentes condiciones bajo las cuales deberá operar el sistema (las ecuaciones encontradas a partir de la linealización de la respuesta involucran operaciones básicas que pueden programarse fácilmente en el μC para la obtención inmediata de voltajes). De acuerdo a resultados previos, se advierte la existencia de dos zonas, en donde la pendiente tiene un cambio notable; en la figura 3.18 se identifican estas zonas con las ecuaciones que permiten linealizar la respuesta, minimizando así el error de conversión cuentas-voltaje.

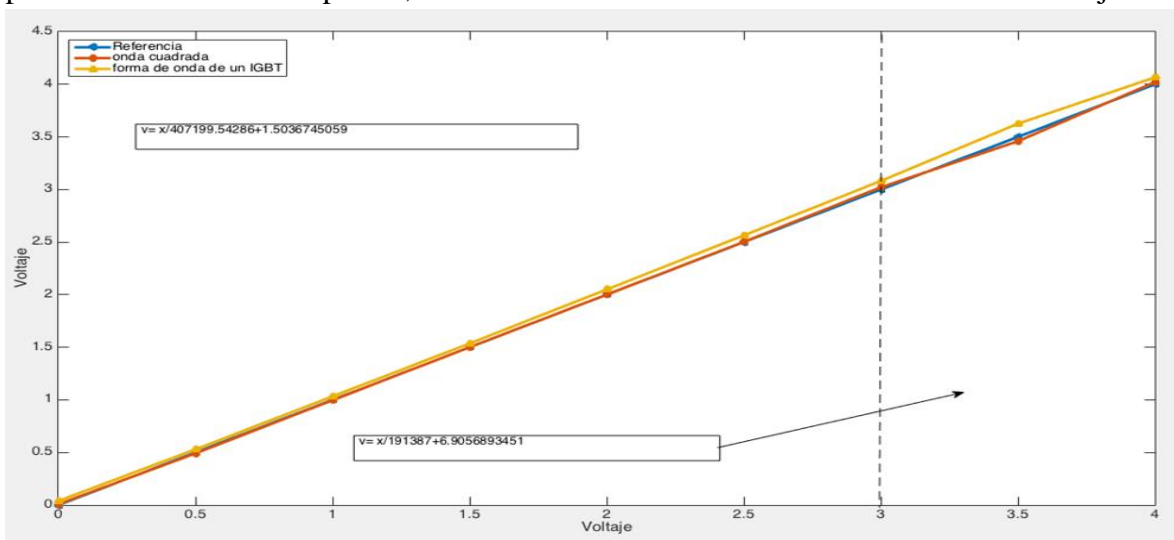


Figura 3.18 Conversión entre cuentas a voltaje y distinción de dos zonas.

Como se aprecia en la figura 3.18, considerando únicamente las dos zonas de conversión persiste un error exponencial para la forma de onda de un IGBT. Con la ayuda de Matlab® y la herramienta de curve fitting se calcula un factor multiplicativo igual a 0.98345; multiplicado por este valor el resultado de la conversión, el error disminuye a 65mV promedio con respecto a la referencia. El resultado se ilustra en la figura 3.19.

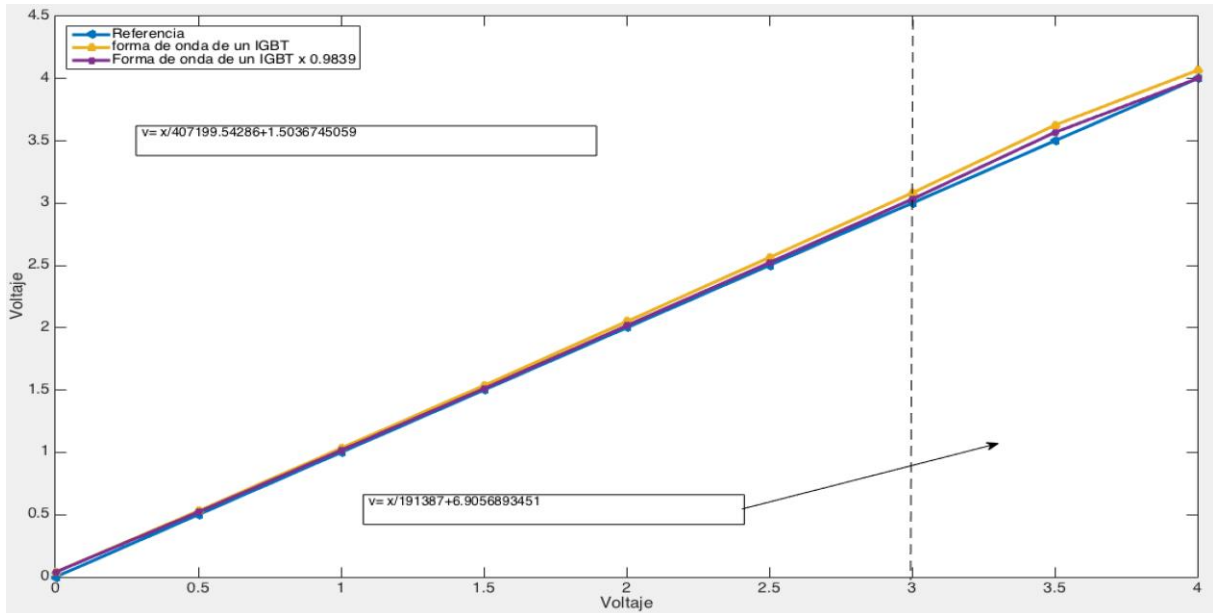


Figura 3.19 Calibración para la conversión cuentas a voltaje.

Conclusiones.

De acuerdo a los resultados obtenidos en la serie de pruebas puede concluirse lo siguiente:

Sensibilidad del μC : El μC pic18F4458 muestra un error promedio de 1.997273 cuentas por cada 0.5 Mhz de incremento en la frecuencia, teniéndose como peor caso un error de 23.37 cuentas para una frecuencia inyectada de 6 MHz. Sin embargo, debido a que se trata de un error acumulativo lineal, es relativamente fácil eliminarlo.

Pruebas en CD: al corroborar la operatividad del sistema, de acuerdo al comportamiento ante variaciones de voltaje en CD se generan los datos de la tabla 3.2 y la figura 3.3. Las mediciones tomadas tienen una dispersión media de 28.55 cuentas, un valor insignificante en función de las cuentas totales del sistema; Mediante la linealización (figura 3.3) se genera la relación de conversión voltaje-frecuencia. Se aprecian el peor comportamiento en el límite superior del VFC, que llega a tener un error de 980 mV para el valor de 5 V; por esta razón, se considera crear dos zonas de conversión en pruebas

Pruebas en CA: un elemento de vital importancia es la protección que brinda el arreglo de diodos, los que generan un error despreciable en el VFC. En la figura 4.1 se puede apreciar un acercamiento a la figura 3.4 en la región de V_{CEON} : el color cian corresponde al voltaje del convertidor, el azul al voltaje en las terminales del VFC y cuyo valor es 1V. En la región en la que V_{CEOFF} es de 65V (figura 3.4), el arreglo de diodos zener mantiene un valor de 5V en las terminales de VFC, asegurando su correcto funcionamiento. Cabe menciona que en esta prueba no se contemplaron los errores de medición provocados por los instrumentos de medición.

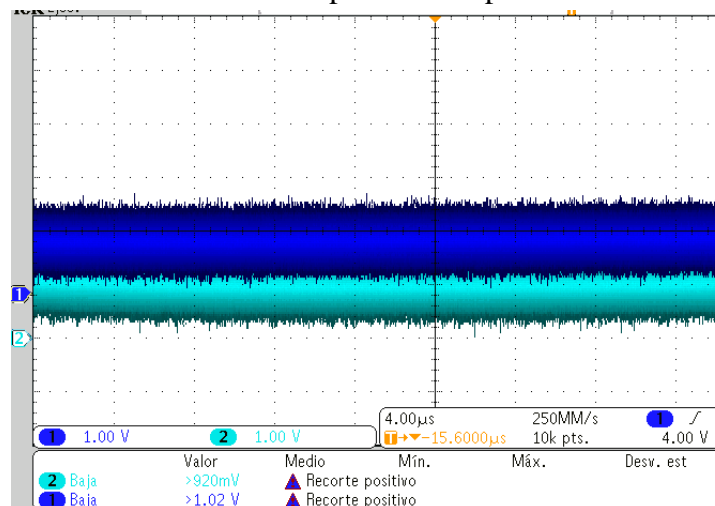


Figura 4.1 En turquesa el voltaje V_{CEON} generado en color azul el voltaje sentido a la entrada del VFC's.

Funcionamiento con respecto a la frecuencia: En la tabla 4.1 se muestran las frecuencias en las que operó el convertidor simulado, con los respectivos datos generados por el sistema. A partir de 40 kHz el VFC pierde un 36.85% de sensibilidad debido a que el número de cuentas disponibles disminuye en comparación a los valores obtenidos en la prueba a 10 kHz. Es por eso que se considera que el sistema mantiene una sensibilidad aceptable en las frecuencias de operación de 10, 20 y 30 kHz, las que forman parte de la frecuencia de operación esperada en convertidores con IGBT.

Tabla 4.1 Sensibilidad de sistema con un ciclo de trabajo del 50%.

Frecuencia	10 kHz	20 kHz	30 kHz	40 kHz	50 kHz	60 kHz	70 kHz	80 kHz	90 kHz
cuenta max – min	1448040	1214108	1023948	914454	921230	970224	1036969	1043232	1121751
Pérdida de sensibilidad en %	0%	16.16%	29.29%	36.85%	36.38%	33%	28.39%	27.96%	22.53%

Con respecto al ciclo de trabajo: se simuló el convertidor CD-CD en 3 frecuencias (10kHz como referencia, 20 kHz y 30 kHz). Tomando como referencia el ciclo de trabajo del 50%, se observó que, disminuyendo el ciclo de trabajo por debajo del ciclo de referencia, el sistema gana sensibilidad (tabla 4.2); el caso contrario es cuando el ciclo de trabajo aumenta por encima del de referencia y el sistema pierde sensibilidad. El sistema deja de responder cuando se combina un incremento de la frecuencia (mayor a 30 kHz) y del ciclo de trabajo (valores cercanos a 90%). Con estas pruebas se garantiza que el sistema es capaz de operar en toda la gama de ciclos de trabajo siempre y cuando la frecuencia sea menor a 20 kHz.

Tabla 4.2 Sensibilidad del sistema bajo diferentes ciclos de trabajo.

Frc	Ciclo de trabajo								
	10	20	30	40	50	60	70	80	90
10 kHz	8.45%	6.83%	4.78%	2.71%	0.00%	-3.91%	-9.93%	-20.88%	-35.85%
20 kHz	27.69%	15.21%	10.02%	6.33%	0.00%	-7.99%	-19.99%	-28.44%	-18.87%
30 kHz	49.21%	33.95%	18.32%	8.16%	0.00%	-10.87%	-13.16%	-8.64%	sin datos

Pruebas con ruido: estas pruebas se limitaron a una frecuencia de 10 kHz, con variación de la amplitud y la cantidad de ciclos que se inyectan en cada ciclo de trabajo. El sistema se ve muy afectado en los límites superiores e inferiores del VFC, como lo muestran las tablas 4.3-4.5; esto se debe a la incapacidad del VFC para responder a voltajes negativos o por encima del límite del diodo zener, provocado por la inyección de una onda sinusoidal. Para valores típicos de V_{CEON} , como es el caso de la tabla 4.4, la variación se mantiene en un error máximo de 2% con respecto al voltaje de referencia; este comportamiento se debe a que estas amplitudes se alejan de los límites inferior y superior del VFC.

Cabe mencionar que para cuando la inyección se realiza en valores de voltajes cercanos al límite superior el error no solo es grande, del orden del 20%, sino que el sistema deja de enviar datos.

Tabla 4.3 Error para los casos de 0 volt.

0.0 volt, 10 kHz, Ct ,10%				
300 mV		600 mV		1 V
10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos
58.965 mV	34.086 mV	98.443 mV	54.599 mV	189.81 mV

Tabla 4.4 Error para los casos a 2 V.

2.0 volt, 10 kHz, Ct ,50%				
300 mV		600 mV		1 V
10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos
0.03791372 V	0.04031056 V	0.00741762V	0.03044649 V	0.06163161 V

Tabla 4.5 Error para caso de 4 V.

2.0 volt, 10 kHz, Ct ,50%				
300 mV		600 mV		1 V
10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos	20 ciclos	10 ciclos
0.06641V	0.04774 V	Sin datos	0.08269V	Sin datos

Pruebas con la forma de onda capturada en un IGBT: esta prueba se realizó con la intención de recrear la forma de V_{CEON} al cual el sistema se enfrentará en campo. De ésta última ronda de pruebas se definen dos regiones en las cuentas entregadas por VFC (figura 3.18), para cada región se definió una ecuación de corrección que reduce significativamente el error que se produce.

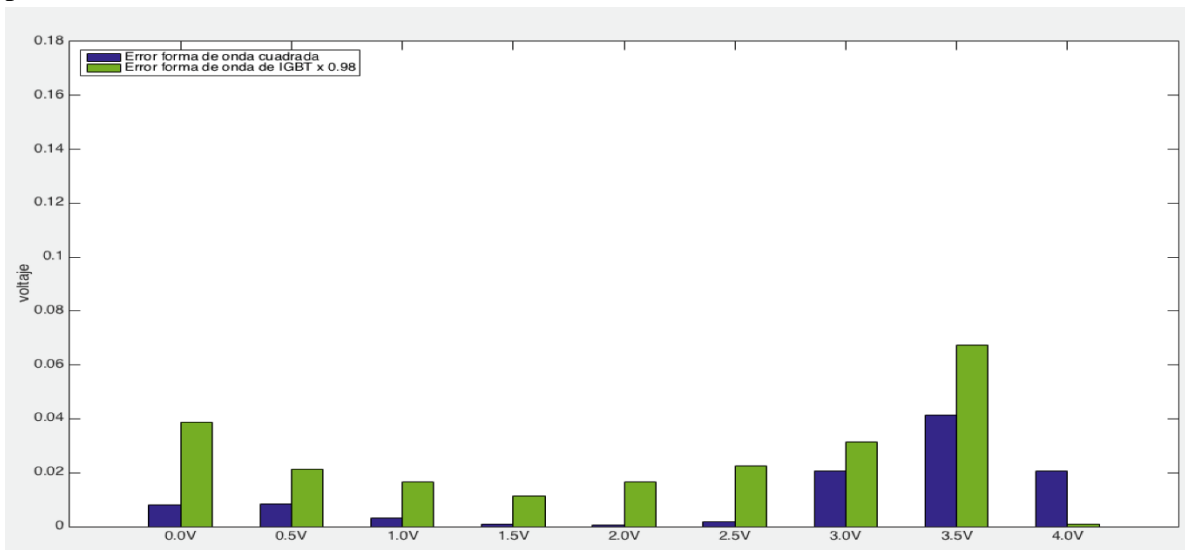


Figura 4.2 Error en la conversión en voltaje.

La característica de transferencia final es la que se observa en la figura 3.19. Comparando los valores esperados y los generados por la forma de onda cuadrada (color azul) y la forma de onda de un IGBT (color verde) se obtiene la figura 4.2.

Se observa que cuando el sistema sensa una forma de onda cuadrada (color azul) el error promedio de la medición es de 11mV; cuando el sistema sensa la forma de onda característica de un IGBT (color verde), el error promedio aumenta a 25mV.

El sistema presenta un error promedio de 22mV, suficiente para detectar variaciones de 3.45uV por cuenta para una frecuencia de 10 kHz a un ciclo de trabajo de 50%, por lo que responde a los requerimientos técnicos descritos en el capítulo 1 y 2. Según la tabla 1.3, el incremento mínimo que indica el inicio de una falla es el 3% del voltaje V_{CEON} medido inicialmente. El valor inicial de V_{CEON} es de 2.11V para la figura 1.7; en el inicio de la falla el voltaje se incrementaría en 60mV; en un caso catastrófico, el incremento es del 20% (423mV). El sistema es capaz de medir tales variaciones para este escenario.

Recomendaciones.

Algunas de las limitaciones que se observan en el prototipo se pueden minimizar. Por ejemplo:

- Es posible disminuir el error en la conversión Cuentas-Voltaje utilizando más zonas de conversión, o utilizando alguna otra técnica de linealización.
- Otra estrategia que mejoraría el rendimiento del sistema es homogenizar los amplificadores operacionales, seleccionando componentes de mejor rendimiento a los usados.

Se recomienda el uso de fuentes de precisión y osciloscopios de alta sensibilidad para disminuir la incertidumbre en las mediciones y comparaciones. También es conveniente realizar pruebas de laboratorio con diferentes IGBT, bajo condiciones controladas y diferentes escenarios.

El sistema se ha probado únicamente en laboratorio; por lo tanto, se recomienda llevar a cabo pruebas en campo con voltajes más elevados.

Referencias.

- [1] M. Andenna, Y. Otani, S. Matthias, C. Corvasce, S. Geissmann, *et al.*, "The next generation high voltage IGBT modules utilizing Enhanced-Trench ET-IGBTs and Field Charge Extraction FCE-Diodes," *2014 16th European Conference on, 2014, in Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, pp. 1-11.
- [2] J. M. Stewart, *CompTIA Security+ Review Guide: Exam SY0-401*: Wiley, 2014.
- [3] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, and P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in power electronic converters," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009*, pp. 3151-3157.
- [4] R. P. Areny, *Sensores y acondicionadores de señal*: Marcombo, 2004.
- [5] H. Oh, B. Han, P. McCluskey, C. Han, and B. D. Youn, "Physics-of-Failure, Condition Monitoring, and Prognostics of Insulated Gate Bipolar Transistor Modules: A Review," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2413-2426, 2015.
- [6] P. Ghimire, B. S. Czkowski, S. Munk-Nielsen, B. Rannestad, *et al.*, "A review on real time physical measurement techniques and their attempt to predict wear-out status of IGBT," in *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013*, pp. 1-10.
- [7] N. Patil, J. Celaya, D. Das, K. Goebel, and M. Pecht, "Precursor Parameter Identification for Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Prognostics," *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 58, pp. 271-276, 2009.
- [8] D. W. Brown, M. Abbas, A. Ginart, I. N. Ali, P. W. Kalgren, and G. J. Vachtsevanos, "Turn-Off Time as an Early Indicator of Insulated Gate Bipolar Transistor Latch-up," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 479-489, 2012.
- [9] M. A. Rodriguez, A. Claudio, D. Theilliol, and L. G. Vela, "A New Fault Detection Technique for IGBT Based on Gate Voltage Monitoring," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007*, pp. 1001-1005.
- [10] M. Tounsi, A. Oukaour, B. Tala-Ighil, H. Gualous, B. Boudart, and D. Aissani, "Characterization of high-voltage IGBT module degradations under PWM power cycling test at high ambient temperature," *Microelectronics Reliability*, vol. 50, pp. 1810-1814, 9// 2010.
- [11] Y. Xiong, X. Cheng, Z. J. Shen, C. Mi, H. Wu, and V. K. Garg, "Prognostic and Warning System for Power-Electronic Modules in Electric, Hybrid Electric, and Fuel-Cell Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2268-2276, 2008.
- [12] L. Zhou, S. Zhou, and M. Xu, "Investigation of gate voltage oscillations in an IGBT module after partial bond wires lift-off," *Microelectronics Reliability*, vol. 53, pp. 282-287, 2// 2013.
- [13] S. Zhou, L. Zhou, and P. Sun, "Monitoring Potential Defects in an IGBT Module Based on Dynamic Changes of the Gate Current," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1479-1487, 2013.

- [14] V. Smet, F. Forest, J. J. Huselstein, A. Rashed, and F. Richardeau, "Vce Monitoring as a Real-Time Method to Estimate Aging of Bond Wire-IGBT Modules Stressed by Power Cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 2760-2770, 2013.
- [15] M. Bouarroudj, Z. Khatir, J. P. Ousten, F. Badel, L. Dupont, and S. Lefebvre, "Degradation behavior of 600 V–200 A IGBT modules under power cycling and high temperature environment conditions," *Microelectronics Reliability*, vol. 47, pp. 1719-1724, 9// 2007.
- [16] D. C. Katsis and J. D. vanWyk, "A thermal, mechanical, and electrical study of voiding in the solder die-attach of power MOSFETs," *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 29, pp. 127-136, 2006.
- [17] G. Breglio, A. Irace, E. Napoli, M. Riccio, and P. Spirito, "Experimental Detection and Numerical Validation of Different Failure Mechanisms in IGBTs During Unclamped Inductive Switching," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, pp. 563-570, 2013.
- [18] M. Rencz and V. Szekely, "Studies on the nonlinearity effects in dynamic compact model generation of packages," *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 27, pp. 124-130, 2004.
- [19] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, "Power Capability Investigation Based on Electrothermal Models of Press-Pack IGBT Three-Level NPC and ANPC VSCs for Multimegawatt Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 3195-3206, 2012.
- [20] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*: Springer US, 2010.
- [21] M. Ciappa, "Selected failure mechanisms of modern power modules," *Microelectronics Reliability*, vol. 42, pp. 653-667, 4// 2002.
- [22] H. Ye, M. Lin, and C. Basaran, "Failure modes and FEM analysis of power electronic packaging," *Finite Elements in Analysis and Design*, vol. 38, pp. 601-612, 5// 2002.
- [23] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, and M. H. Poech, "Fast power cycling test of IGBT modules in traction application," in *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*, 1997, pp. 425-430 vol.1.
- [24] R. xOOD, Nielsen, J. Due, and S. Munk-Nielsen, "Innovative measuring system for wear-out indication of high power IGBT modules," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011, pp. 1785-1790.
- [25] V. Smet, F. Forest, J. J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, *et al.*, "Ageing and Failure Modes of IGBT Modules in High-Temperature Power Cycling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 4931-4941, 2011.
- [26] A. E. Ginart, D. W. Brown, P. W. Kalgren, and M. J. Roemer, "Online Ringing Characterization as a Diagnostic Technique for IGBTs in Power Drives," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, pp. 2290-2299, 2009.
- [27] B. Ji, V. Pickert, and B. Zahawi, "In-situ Bond Wire and Solder Layer Health Monitoring Circuit for IGBT Power Modules," in *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012, pp. 1-6.
- [28] P. Ghimire, K. B. Pedersen, A. R. d. Vega, B. Rannestad, S. Munk-Nielsen, and P. B. Thogersen, "A real time measurement of junction temperature variation in high power

- IGBT modules for wind power converter application," in *Integrated Power Systems (CIPS), 2014 8th International Conference on*, 2014, pp. 1-6.
- [29] F. R. Cubarsi and R. P. Areny, *Circuitos de interfaz directa sensor-microcontrolador*: Marcombo, 2008.

Anexos A.

Tabla A- 1No. de cuentas en función a la frecuencia y el voltaje (ciclo de trabajo del 50%)

Voltaje	10 kHz	20 kHz	30 kHz	40 kHz	50 kHz	60 kHz	80 kHz	20 kHz2	90 kHz
0	610429	835129	1017296	1127358	1135828	1097272	1091257	1083533	1077593
0.5	787123	987255	11k49335	1251040	1252195	1215296	1263020	1272905	1276682
1	970254	1138122	1271715	1358134	1356005	1318263	1380019	1387056	1394994
1.5	1150817	1283597	1392861	1459107	1462844	1419929	1478055	1490982	1506158
2	1332689	1431458	1511326	1562798	1566877	1526236	1585684	1595061	1607224
2.5	1514202	1578526	1631091	1664887	1663994	1678378	1687891	1698617	1714095
3	1694977	1709522	1734428	1751335	1751013	1764725	1774208	1787615	1801529
3.5	1847067	1852483	1856443	1857978	1857370	1875802	1907838	1903909	1929426
4	1944626	1935394	1927401	1927969	1943215	1953653	2014383	2012922	2085501

Tabla A- 2 No. de cuentas en función al ciclo de trabajo y voltaje (frecuencia de conmutación del 10 kHz)

Voltaje	C.T. 10	C.T. 20	C.T. 30	C.T. 40	C.T. 50	C.T. 60	C.T. 70	C.T. 80	C.T. 90
0	489580	513366	536785	567288	608489	666048	758523	917107	1153466
0.5	689913	712045	733420	760805	797814	850867	932492	1075726	1278711
1	914382	931372	951516	974706	1006646	1052263	1122649	1245497	1418144
1.5	1138503	1154392	1167754	1186311	1212381	1249483	1306891	1407654	1556487
2	1362019	1375360	1385034	1399323	1419473	1448020	1492703	1570201	1690428
2.5	1585784	1595271	1602092	1612181	1626489	1646992	1682686	1738318	1824618
3	1806108	1811457	1815310	1821152	1829639	1842347	1873083	1895689	1952135
3.5	1958327	1961010	1960714	1962971	1966547	1972806	1983368	1995883	2025750
4	2041096	2041752	2035833	2036732	2039144	2040744	2047055	2049018	2071280

Tabla A- 3 No. de cuentas en función del ciclo de trabajo y el voltaje (frecuencia de conmutación 20 kHz)

Voltaje	C.T. 10	C.T. 20	C.T. 30	C.T. 40	C.T. 50	C.T. 60	C.T. 70	C.T. 80	C.T. 90
0	471787	638896	699595	743011	816875	910076	1050370	1160713	1218492
0.5	683141	833388	893188	928869	990641	1078319	1205885	1287172	1363131
1	906233	1033069	1083805	1123713	1176656	1248649	1353582	1420871	1507375
1.5	1130004	1246987	1262153	1296157	1338712	1400601	1487258	1549613	1658546
2	1353459	1438676	1467901	1492609	1517489	1570782	1647497	1683892	1792412
2.5	1677767	1648931	1669498	1686985	1712953	1747394	1792685	1856017	1947585
3	1799643	1800550	1819489	1830369	1844085	1864341	1892511	1919401	2029409
3.5	1952894	1995354	2000611	2004388	2011522	2020201	2032489	2050880	2169324
4	2036237	2063116	2065016	2066634	2068910	2071692	2076142	2090866	2256980

Tabla A- 4 No. de cuentas con respecto al ciclo de trabajo y voltaje (frecuencia de conmutación a 30 kHz)

Voltaje	C.T. 10	C.T. 20	C.T. 30	C.T. 40	C.T. 50	C.T. 60	C.T. 70	C.T. 80
0	469889	627830	803487	910011	999434	1114961	1152308	1150277
0.5	677483	814889	970310	1070584	1149422	1249025	1279433	1300255
1	880780	996981	1130634	1216911	1282180	1367100	1395406	1417474
1.5	1070795	1165348	1279205	1346038	1399948	1470410	1499045	1529812
2	1278090	1348599	1437745	1490669	1532466	1587118	1608750	1639773
2.5	1476444	1526028	1592296	1630249	1660045	1698645	1715245	1745696
3	1674725	1702533	1746438	1768715	1786501	1810591	1835777	1860643
3.5	1830198	1849640	1874315	1883950	1892148	1902081	1914101	1952172
4	2014440	2014431	2028307	2029637	2034600	2037637	2051231	2096050

Tabla A- 5 Valores estadísticos de las pruebas a 0 V 10 kHz de conmutación a 10% del ciclo de trabajo

	300 mV				400 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	487283.08	511345.13	487313.9	501223.6	487303.6	527475.5	487346.86	509627.29	487274.1	564730.18
Des. Std.	5.75892807	30.740471	13.41765	76.45548	14.39998	47.08358	174.93842	41.164976	21.35164	53.086111
Mediana	487284	511347.5	487316	501214	487302	527478	487386	509618	487278.5	564718.5
Desv. Med. abs	4.6384	24.394074	10.6108	63.34862	12.06836	37.53262	107.2551	34.014753	15.8728	41.666933
Varianza	33.1652525	944.97654	180.0334	5845.44	207.3595	2216.864	30603.449	1694.5553	455.8925	2818.1352
Rango	26	156	69	374	58	265	987	200	90	236
Tamaño	100	180	100	189	96	226	84	180	100	150

Tabla A- 6 valores estadísticos de las pruebas a 0 V 10 kHz de conmutación al 50% del ciclo de trabajo

	300 mV				9x100				1xV	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	608524.614	619595.05	608369.78	617206.66	608532	640204.77	609434.47	609764.91	609032.4	679940.414
Des. Std.	80.3725154	60.071666	74.071905	86.655589	31.266138	76.639139	1071.6765	64.642430	417.22425	56.7791278
Mediana	608527	619596	608379	617184	608526	640204	609308	609768	608903.5	679933
Desv. Med. abs	65.6558941	49.42375	58.157222	75.116531	26.877193	60.799725	897.05056	50.609834	314.94	45.4783673
Varianza	6459.74123	3608.6050	5486.6471	7509.1912	977.57149	5873.5576	1148490.5	4178.6438	174076.05	3223.86936
Rango	343	300	334	370	133	380	3559	311	1869	234
Tamaño	57	80	60	123	57	101	67	107	60	70

Tabla A- 7 valores estadísticos de las pruebas a 0 V 10 kHz de conmutación al 90% del ciclo de trabajo

	300 mV				600mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin	con ruido
Promedio	1153392.1	1156981.6	608369.78	617206.66	1152849.9	932259.7	1153414.7	1159419.8	1153746.2	1188510.5
Des. Std.	117.93210	137.22956	74.071905	86.655589	1182.8377	73.25258	75.463876	117.94979	177.58299	269.41723
Mediana	1153394	1156971	608379	617184	1153034.5	932262.5	1153413.5	1159382	1153746	1188604
Desv. Med. abs	98.9244444	102.274286	58.157222	75.116531	1010.65306	55.630787	64.0714286	89.0633609	151.928571	214.384789
Varianza	1.39E+04	1.88E+04	5486.64718	7509.19126	1399105.15	5365.9419	5694.7967	13912.1534	31535.7198	72585.6457
Rango	408	620	334	370	3312	338	252	498	516	1111
Tamaño	15	35	60	123	14	72	14	33	14	47

Tabla A- 8 valores estadísticos de las pruebas a 2 V 10 kHz de conmutación al 10% del ciclo de trabajo

	300mV				600 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	1362012.14	1375908.4	1361967.33	1375207.4	1362004.24	1389691.08	1361995.34	1372443.46	1362034.47	1385234.0
Des. Std.	30.7935517	37.8276065	32.3028769	345.48877	33.4613059	38.804781	40.8708782	77.8523888	57.6395102	49.815196
Mediana	1362008.5	1375910	1361966	1375242	1362004.5	1389688	1361990	1372447.5	1362037	1385236
Desv. Med. abs	25.0912	32.1435294	25.5164	270.83913	27.04	32.645667	32.5408	66.631695	44.2689521	38.988847
Varianza	948.242828	1430.92781	1043.47586	119362.49	1119.65899	1505.81103	1670.42869	6060.99445	3322.31313	2481.5537
Rango	137	173	165	1765	173	177	205	322	295	258
Tamaño	100	170	100	210	100	166	100	138	99	122

Tabla A- 9 valores estadísticos de las pruebas a 2 V 10 kHz de conmutación al 50% del ciclo de trabajo

	300 mV				600 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	1419350.0	1433616.9	1419576.1	1434745.0	1419509.3	1422300.6	1419441.0	1430898.0	1419492.1	1442684.1
Des. Std.	106.225159	65.4358038	109.597102	108.185343	126.428779	37.8731452	76.2014297	130.484024	57.8755142	54.088136
Mediana	1419365	1433625	1419546.5	1434741	1419530.5	1422296	1419427	1430859	1419492.5	1442686
Desv. Med. abs	87.468144	54.1765931	87.7675386	82.8149296	101.784444	30.1358414	57.9556787	107.756835	44.0666667	43.060491
Varianza	11283.7845	4281.84441	12011.5248	11704.0684	15984.2362	1434.37513	5806.65789	17026.0806	3349.57514	2925.5265
Rango	445	263	478	620	565	182	344	549	295	258
Tamaño	57	98	58	127	60	89	57	107	60	92

Tabla A- 10 valores estadísticos de las pruebas a 2 V 10 kHz de conmutación al 90% del ciclo de trabajo

	300 mV				400 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	1690287.79	1715271.55	1690367.64	1714712.05	1690439.46	1675892.62	1690341.85	1723248.35	1690149.93	1730581.21
Des. Std.	141.012372	432.876215	168.870732	239.674453	90.2696104	64.5799897	78.1975408	323.479539	157.808776	102.547117
Mediana	1690292	1715345	1690389.5	1714742.5	1690425	1675891	1690344	1723354	1690142.5	1730566
Desv. Med. abs	109.816327	271.54459	129.071429	196.6925	63.2544379	52.0438276	64.9349112	281.420015	122.632653	82.0590278
Varianza	19884.489	187381.818	28517.3242	57443.8436	8148.60256	4170.57508	6114.85538	104639.012	24903.6099	10515.9112
Rango	456	2258	654	895	325	303	279	1110	532	404
Tamaño	14	47	14	40	13	37	26	37	14	24

Tabla A- 11 valores estadísticos de las pruebas a 4 V 10 kHz de conmutación al 10% del ciclo de trabajo

	300 mV				400mV				1 Volt	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	45.2288669	87.742042	88.6824069	54.5278142	75.8518119	64.5837845	74.0684886	88.586183	32.0557682	30.7364246
Des. Std.	2041168.81	2039103.12	2040990.42	2039559.67	2041202.76	2041776.38	2041131.02	2039158.54	2041076.49	2041075.89
Mediana	2041173	2039112	2040969	2039564	2041216.5	2041762	2041138.5	2039146.5	2041071	2041069
Desv. Med. abs	35.9576	76.0568646	70.224	42.9970847	67.0992	50.1912163	56.8576	65.896	25.8755024	24.9427553
Varianza	2045.6504	7698.66593	7864.56929	2973.28252	5753.49737	4171.06522	5486.14101	7847.51181	1027.57228	944.727798
Rango	280	357	429	257	291	331	439	592	159	159
Tamaño	100	179	100	235	100	175	100	150	101	147

Tabla A- 12 valores estadísticos de las pruebas a 4 V 10 kHz de conmutación al 50% del ciclo de trabajo

	300 mV				400 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	65.24598	92.471658	77.037836	52.923057	51.800752	52.171676	94.469320	174.39197	59.781149	31.361516
Des. Std.	2039229.	2038608.1	2032497.6	2039548	2039058.6	2039878.4	2039339.6	2038534.	2039125.2	2041077.9
Mediana	2039223	2038594	2032508	2039549	2039053	2039881.5	2039346	203855	2039128	2041074.5
Desv. Med. abs	51.18339	77.566319	58.856198	41.164179	40.353741	39.350260	76.922314	150.44956	44.622148	25.282382
Varianza	4257.038	8551.0076	5934.8282	2800.85	2683.3179	2721.8877	8924.4525	30412.560	3573.7858	983.54470
Rango	295	444	397	268	229	251	343	599	275	159
Tamaño	51	94	55	201	63	96	55	101	55	98

Tabla A- 13 valores estadísticos de las pruebas a 4 V 10 kHz de conmutación al 90% del ciclo de trabajo

	300 mV				400 mV				1 V	
	10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos		20 ciclos		10 ciclos	
	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido	sin ruido	con ruido
Promedio	221.236525	15531.5852	148.029614	478.071548	0	0	92.7268989	285.267482	0	0
Des. Std.	2071547.4	2084257.92	2071312.9	2080449.41	0	0	2071299.44	2087124.83	0	0
Mediana	2071619	2080687	2071266.5	2080423	0	0	2071280	2087040	0	0
Desv. Med. abs	195.12	7383.74074	121.88	392.378601	0	0	59.1604938	243.902778	0	0
Varianza	48945.6	241230140	21912.7667	228552.405	0	0	8598.27778	81377.5362	0	0
Rango	555	75682	432	1685	0	0	323	993	0	0
Tamaño	10	36	10	27	0	0	9	24	0	0

Tabla A- 14 valor en cuentas conversión y error con respecto a la referencia de una onda cuadrada y de IGBT

referencia	cuentas de onda cuadrada	cuentas onda IGBT	Voltaje onda cudrada	Voltaje onda IGBT	error onda cuadrada	error onda IGBT
0	615583	628329.4	0.008073	0.038742	0.008073	0.038742
0.5	812508	827984.9	0.491681	0.521162	0.008319	0.021162
1	1018217	1033041	0.996861	1.01663	0.003139	0.01663
1.5	1223460	1237854	1.500897	1.511511	0.000897	0.011511
2	1426911	1446897	2.000531	2.016614	0.000531	0.016614
2.5	1631091	1656296	2.501956	2.522576	0.001956	0.022576
3	1899776	1866877	3.020669	3.031396	0.020669	0.031396
3.5	1983602	2015577	3.458661	3.567356	0.041339	0.067356
4	2091163	2099865	4.020669	4.000673	0.020669	0.000673

Anexos B.

Programación del uC 18F4458 (lenguaje BASIC)

program T1CKI

```
dim temp2 as byte           '
dim freq as longword       ' declaración de variables
dim txt as string [12]     '

sub procedure interrupt      ' inicio de la interrupción de alta prioridad
    portd.7 = 1                ' activación de del puerto D 7

    PIE1.TMR1IE = 0           ' desactivación de los registros de TMR1IE
    PIR1.TMR1IF = 0           ' desactivación de los registros de TMR1IF

    freq= TMR1L                ' extracción del valor del registro TMR1L
    freq=freq + (temp2<<16) + (TMR1H<<8) ' unión del valor de 32 bits

    TMR1L = 0                  ' reset del registro TMR1L
    TMR1H = 0                  ' reset del registro TMR1H
    temp2 = 0                  ' reset de la variable de desbordamiento

    longWordToStr (freq, txt) ' conversión a texto el valor de 32 bits
    UART1_Write_Text(txt)     ' envió del registro

    portd.7 = 0                ' desactivación de puerto D 7 para activar los CD4040

    INTCON.INT0IF = 0         ' rest de la bandera de INT0
    PIE1.TMR1IE = 1          ' activación de las interrupciones de TMR1IE
    TMR1L = 0                 ' inicio en valor 0
    TMR1H = 0                 ' inicio en valor 0
end sub                       ' termina interrupción de alta prioridad

sub procedure interrupt_low  ' inicia interrupción de baja prioridad
    temp2 = temp2 + 1         ' se realiza la suma de pulso
    PIR1.TMR1IF = 0          ' limpieza de la bandera de TMR1IE
end sub                       ' termina interrupción de baja prioridad

sub procedure Int_Main ()    ' inicia subrutina de configuración
    TRISC = 255               ' todo el puerto A como entrada
    TRISB = 255               ' todo el puerto B como entrada
    PORTB = 0                  ' todo el puerto inicializado en 0
    TRISD = 0                  ' todo el puerto D como salida
    PORTD = %011              ' código de que se encuentra energizado
```

```

RCON.IPEN      = 1      ' activa las prioridades de las interrupciones
INTCON.GIE     = 1      ' activa la interrupción global
INTCON.PEIE    = 1      ' activa la interrupción de periféricos

INTCON.INT0IE  = 1      ' activa las interrupciones INT0IE
INTCON.INT0IF  = 0      ' limpia la bandera de INT0
INTCON2.INTEDG0 = 1     ' se activa la interrupción por flaco positivo

T1CON.TMR1ON   = 1      ' activa TIMER1
T1CON.TMR1CS   = 1      ' activación de reloj externo
T1CON.T1SYNC   = 1      ' modo del reloj asíncrono
T1CON.T1OSCEN  = 0      ' oscilador interno desactivado
T1CON.T1CKPS1  = 0      '+++++
T1CON.T1CKPS0  = 0      'valor 00 = preescalar 1:1
T1CON.T1RUN    = 0      ' función del reloj interno 0= NO
T1CON.RD16     = 1      ' registros de TMR1 16 bits

IPR1.TMR1IP    = 0      ' 0 = Baja prioridad de TMR1
PIE1.TMR1IE    = 1      ' activas las interrupciones de TMR1
PIR1.TMR1IF    = 0      ' limpia la bandera de TMR1
ADCON1         = %00001111 ' activa como Digitales módulos de
                        'interrupción

UART1_Init (115200)      ' Initialize UART module at 9600 bps

Delay_ms (100)          ' tiempo para estabilización

end sub                ' termina subrutina de configuración

main:                ' programa inicial
  Int_Main ()          ' activa subrutina Int_Main ()
end.                  ' termina programa

```

Programacion de Raspberry pi (lenguaje PYTHON)

```
# -*- coding: utf-8 -*-
import csv          # activación de librerías de archivos cvs
import serial       # activación de la comunicación uart
import datetime     # activación del tiempo real
import time         # activación del tiempo generado por el cpu

ser = serial.Serial ('/dev/ttyAMA0', 115200, timeout=.5) # configuracion de la
                                                         # comunicacion uart

ser.open()          # inicio de comunicación

fich = open("Vb_%d.csv" % 5, "w") # creación del archivo

x2 = 0              #
x3 = 0              # declaración
b = 0              # de
c = 1              # variables

Frcmin = 150000    #
Frcmax = 2764800  # variables
                 # del
Vmin = 0           # VFC
Vref = 4.8        #

try:             # intentar
    while 1:      # inicion del bucle while
        response2 = ser.readline()    # captura comunicacion uart
        if response2 != "":          # si existe respuesta
            a = int(round(time.time() * 1000)) # guardar valor del tiempo actual
            x2 = a - b                 # tiempo actual menos tiempo final
            if c == 1:                # si existe bandera de c
                x2 = 1                # asgina valor a x2
            x3 = x2 + x3              # genera un Contador de de paquetes recibidos
            print(response2)          # imprime el valor recibido
            print(x3)                 # imprime el número del paquete
            var1 = long(response2)     # transforma el valor recibido a numero
            Vout = (((var1 - Frcmin) / (Frcmax - Frcmin)) * (Vref - Vmin)) + Vmin # calculo
                                                         # del voltaje
            print (Vout)              # imprime el valor Vout
            fich_w = csv.writer(fich, delimiter=',') # prepara el archive cvs
            fich_w.writerow([Vout, var1, x3])        # guarda los valores
            c = 0                                    # limpia bandera de C
            b = int(round(time.time() * 1000))       # toma el tiempo final
    except KeyboardInterrupt:        # espera interrupcion por hardware
        ser.close()
```

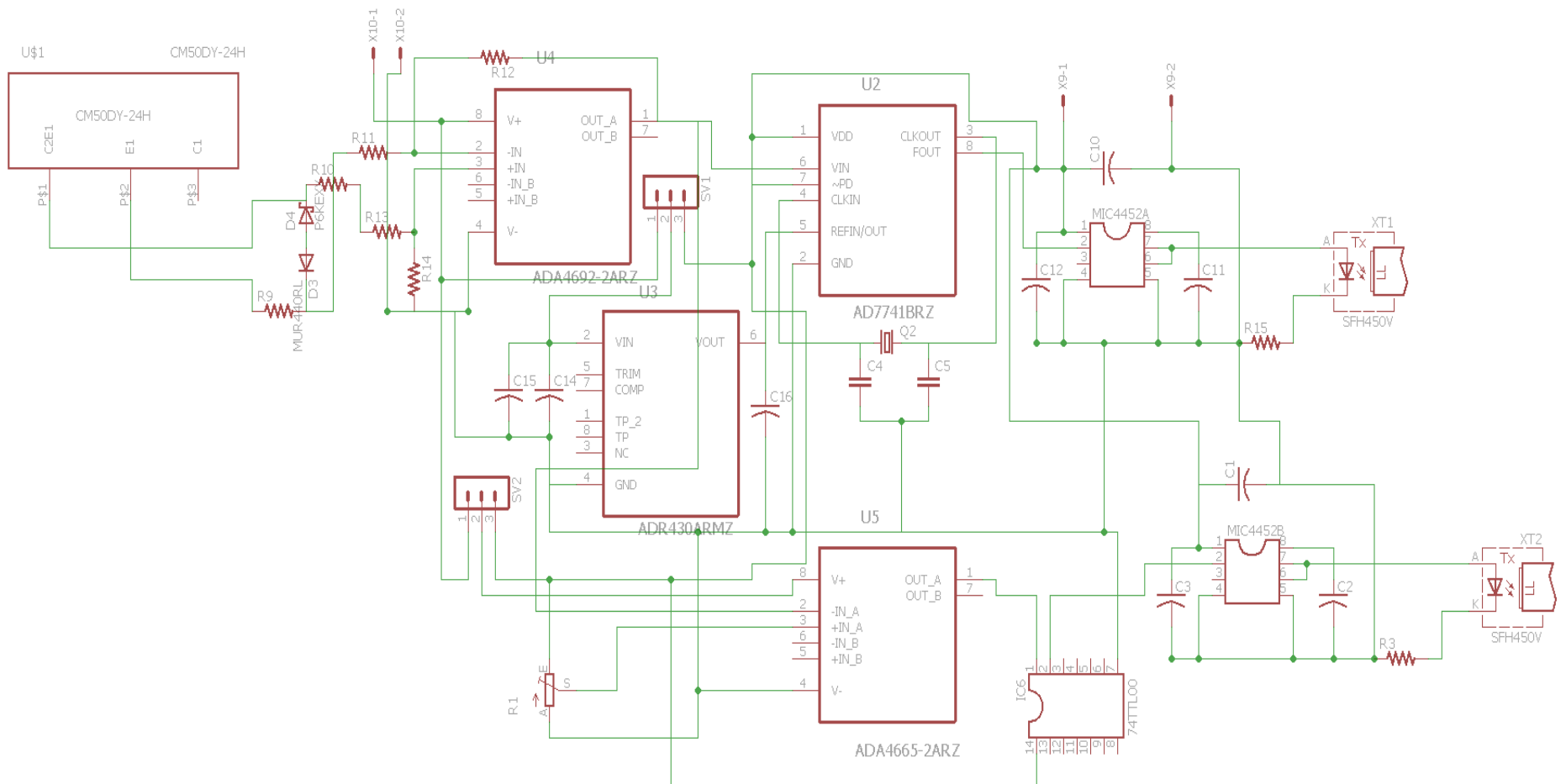


Figura B- 1diseño eléctrico de la protección sensado del sistema (figura 2.7)

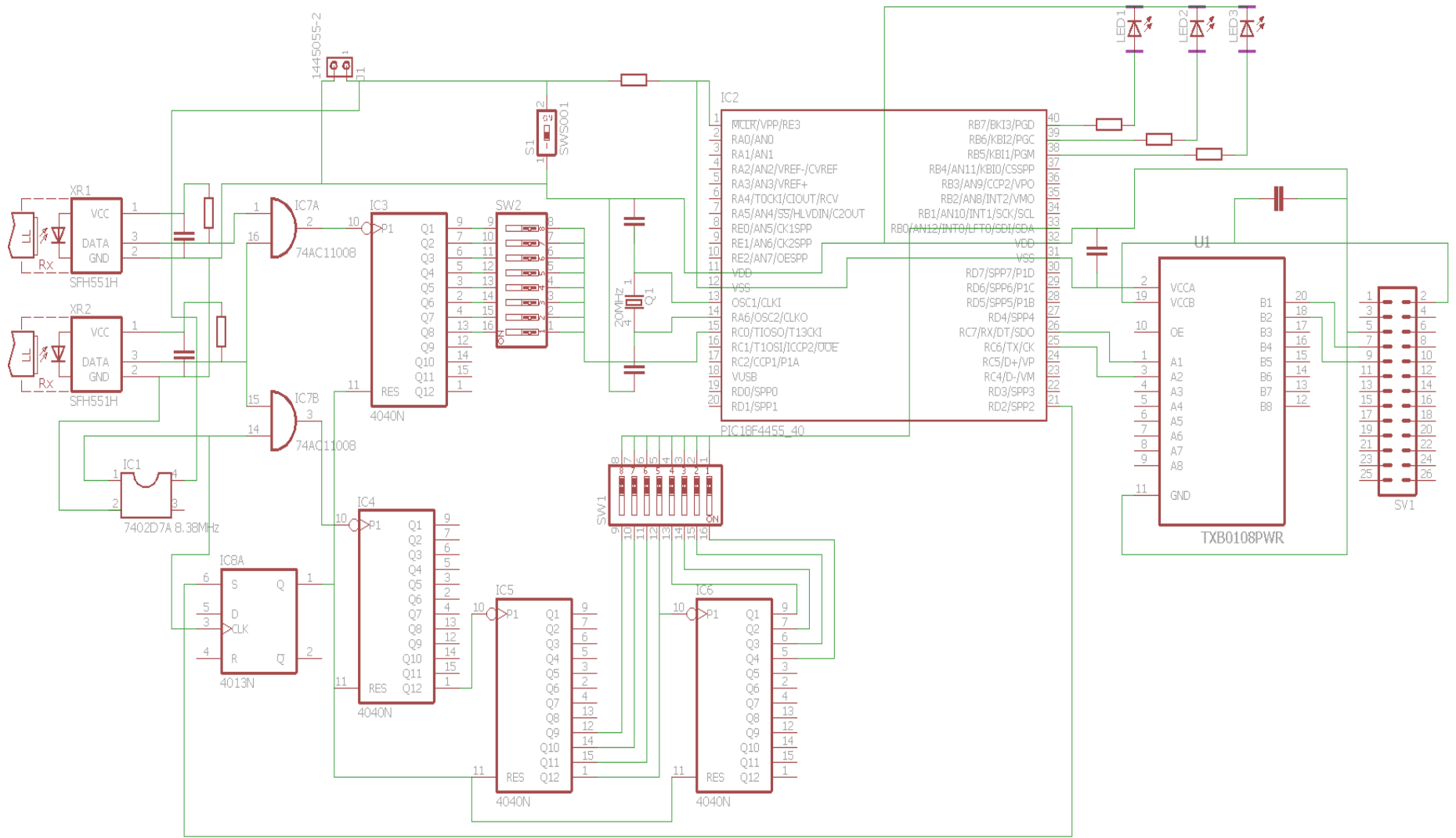


Figura B- 2 diseño eléctrico del sistema de captación y procesamiento de datos (figura 2.10)

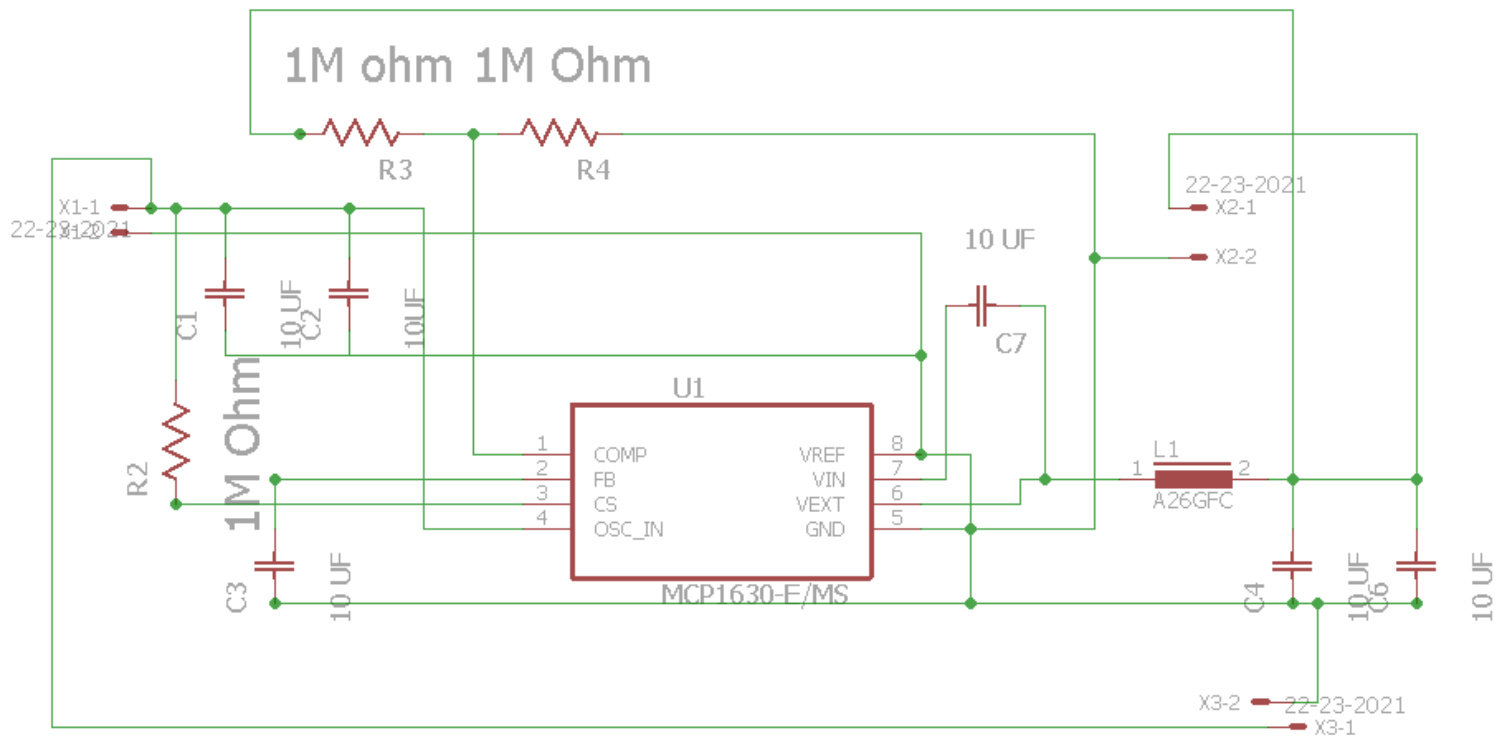


Figura B- 3 Fuente de alimentación del sistema de 5 y 12V