



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO

FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA

ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES INDUSTRIALES

“IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 1200V DE BAJA CORRIENTE PARA PRUEBAS DE ESTRÉS ELÉCTRICO EN TRANSISTORES DE POTENCIA.”

Trabajo de titulación:

Tipo: Dispositivo Tecnológico

Presentado para optar al Grado Académico de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA, CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES**

AUTOR: ALEXANDER FERNANDO TORO SÁNCHEZ

DIRECTOR: ING. Jorge Hernández Ambato, Ph.D.

Riobamba – Ecuador

2020

©2020, Alexander Fernando Toro Sánchez

Se autoriza la reproducción total o parcial, con fines académicos, por cualquier medio o procedimiento, incluyendo la cita bibliográfica del documento, siempre y cuando se reconozca el Derecho de Autor

Yo, Alexander Fernando Toro Sánchez, declaro que el presente trabajo de titulación es de mi autoría y los resultados del mismo son auténticos. Los textos en el documento que provienen de otras fuentes están debidamente citados y referenciados

Como autor asumo responsabilidad legal y académica de los contenidos de este trabajo de titulación. El patrimonio intelectual pertenece a la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo
Riobamba, 5 de marzo de 2020.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read 'Alexander Fernando Toro Sánchez', with a stylized flourish above the name.

Alexander Fernando Toro Sánchez

172085430-4

ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE CHIMBORAZO
FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES

El tribunal del trabajo de titulación certifica que: El trabajo de titulación: Dispositivo Tecnológico, **IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE 1200V DE BAJA CORRIENTE PARA PRUEBAS DE ESTRÉS ELÉCTRICO EN TRANSISTORES DE POTENCIA**, de responsabilidad del Señor **ALEXANDER FERNANDO TORO SÁNCHEZ**, ha sido minuciosamente revisado por los Miembros del Tribunal del trabajo de titulación, el mismo que cumple con los requisitos científicos, técnicos, legales, en tal virtud el Tribunal Autoriza su presentación.

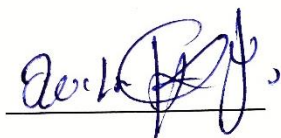
FIRMA

FECHA

(año/mes/día)

Ing. Wilson Baldeón, Msc.

PRESIDENTE DEL TRIBUNAL



2020/03/11

Ing. Jorge Luis Hernández Ambato, Ph.D.

**DIRECTOR DEL TRABAJO
DE TITULACIÓN**



2020/03/11

Ing. Jesús Alberto Rodríguez Flores, Ph.D.

MIEMBRO DEL TRIBUNAL



2020/03/11

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mi madre por brindarme siempre su paciencia y apoyo incondicional, a mi padre por su perseverancia que hizo que no me rindiera desde el inicio. A mis hermanos que siempre fueron un pilar fundamental para mí con sus palabras de motivación, a mis abuelitos que a pesar de todas sus dolencias siempre trataron de apoyarme a su manera.

Fernando.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios por permitirme alcanzar este logro al lado de las personas que más quiero. A mis padres por todo el esfuerzo que han tenido que hacer para que yo pueda contar siempre con la mejor educación. A mis hermanos que siempre estuvieron pendientes a lo largo de mis estudios. A mis profesores que me compartieron sus conocimientos desinteresadamente.

Fernando.

TABLA DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS.....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE ANEXOS.....	xii
RESUMEN.....	xiv
ABSTRACT.....	xv
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO I	
1	MARCO TEÓRICO REFERENCIAL..... 6
1.1	Transistores MOSFET..... 6
1.2	Fallas frecuentes en los transistores MOSFET..... 7
1.2.1	<i>Fallas por Avalancha..... 8</i>
1.2.2	<i>Single Event Burnout..... 8</i>
1.3	Pruebas de fiabilidad aplicadas a los MOSFETs..... 9
1.3.1	<i>Pruebas HTRB..... 10</i>
1.3.2	<i>Instrumentación básica para pruebas de HTRB..... 10</i>
1.4	Fuentes Conmutadas.....11
1.4.1	<i>Convertidor Elevador..... 11</i>
1.4.2	<i>Convertidor Flyback..... 13</i>
1.4.3	<i>Métodos de Control de las Fuentes Conmutadas..... 18</i>
1.4.3.1	<i>Control en modo voltaje..... 18</i>
1.4.3.2	<i>Control en Modo Corriente..... 19</i>
1.4.3.3	<i>Control digital..... 21</i>
1.5	Sistemas de control..... 22
1.5.1	<i>Sistema de control en lazo abierto..... 22</i>
1.5.2	<i>Sistema de control en lazo cerrado (retroalimentado)..... 22</i>
1.5.3	<i>Controlador PID..... 23</i>
1.5.3.1	<i>Método de respuesta al escalón..... 24</i>
1.5.3.2	<i>Método de oscilación periódica..... 25</i>
1.6	Microcontroladores..... 25
1.6.1	<i>Convertidor analógico digital (ADC)..... 26</i>
1.6.2	<i>Interfaz de Comunicación..... 28</i>

1.6.2.1	<i>Comunicación UART aislada ópticamente</i>	29
1.6.3	<i>Modulación por ancho de pulso (PWM)</i>	30
1.7	Medición de voltaje	31
1.8	Sensores y medidores de Corriente	31
1.9	Amplificadores Operacionales	32
1.9.1	<i>Amplificador no inversor</i>	33
1.9.2	<i>Amplificador en modo diferencial</i>	34
1.10	Software de desarrollo	35
1.10.1	<i>Qt Creator</i>	35
1.10.1.1	<i>Qt widgets application</i>	36
1.10.1.2	<i>QCustomPlot</i>	36
1.10.2	<i>STM32CubeMX</i>	36
1.10.3	<i>Arm Keil uVision5</i>	37

CAPÍTULO II

2	MARCO METODOLÓGICO	39
2.1	Requerimientos	39
2.2	Concepción general del prototipo	39
2.3	Acondicionamiento de la Señal de Tensión de Salida	40
2.4	Acondicionamiento de la Señal de Corriente de Salida	42
2.5	Circuito de conmutación del Convertidor Flyback	44
2.6	Dimensionamiento del convertidor Flyback	47
2.6.1	<i>Dimensionamiento del Filtro de Voltaje de salida</i>	48
2.7	Tarjeta de Control y Procesamiento	49
2.7.1	<i>Aislamiento Óptico</i>	50
2.7.2	<i>Acondicionamiento en la Etapa de Baja Potencia</i>	52
2.7.3	<i>Protección contra sobre tensión y sobre corriente</i>	52
2.7.4	<i>Microcontrolador Maestro</i>	53
2.7.5	<i>Microcontrolador Esclavo</i>	54
2.8	Algoritmos de Control	56
2.8.1	<i>Algoritmo Microcontrolador Maestro</i>	56
2.8.2	<i>Algoritmo Microcontrolador Esclavo</i>	57
2.8.2.1	<i>Algoritmo del controlador PID</i>	58
2.8.3	<i>Interfaz HMI</i>	60

CAPÍTULO III

3	DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	62
---	---	----

3.1	Calibración y ajuste del prototipo	62
3.1.1	<i>Ajuste del Set Point en función del voltaje medido.....</i>	64
3.1.2	<i>Ajuste del valor ADC en función de la corriente y voltaje medidos</i>	66
3.2	Desempeño de la fuente ante variaciones en la carga	68
3.3	Pruebas de caracterización I-V.....	71
3.4	Prueba de Estrés Eléctrico	73
3.4.1	<i>Raíz cuadrática media del error (RMSE) en el voltaje de salida.....</i>	74
3.5	Corriente consumida por el prototipo.....	75
3.6	Análisis de costos.....	76
	CONCLUSIONES.....	77
	RECOMENDACIONES.....	78
	BIBLIOGRAFIA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Regla de Ziegler-Nichols de la curva de reacción.....	24
Tabla 2-1: Regla de Ziegler-Nichols de la oscilación periódica	25
Tabla 1-2: Requerimientos del prototipo.	40
Tabla 2-2: Características del Flyback RP-20CA10.	48
Tabla 3-2: Características del STM32F103C8T6.	54
Tabla 4-2: Características del STM32F446RE.	55
Tabla 5-2: Tareas encargadas a cada elemento programable.	56
Tabla 6-2: Constantes del controlador PID.....	59
Tabla 1-3: Características eléctricas del multímetro Keysigth U1233A.....	62
Tabla 2-3: Consumo individual de las etapas del prototipo.....	75
Tabla 3-3: Costos de desarrollo del prototipo.....	76

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: MOSFET de canal N.....	7
Figura 2-1: Esquema eléctrico del Test HTRB.....	10
Figura 3-1: Convertidor elevador (boost)	12
Figura 4-1: Convertidor Flyback	13
Figura 5-1: Formas de onda del convertidor Flyback.....	17
Figura 6-1: Control PWM por voltaje.....	19
Figura 7-1: Forma de onda del comparador del control PWM por voltaje.....	19
Figura 8-1: Convertidor Flyback controlado por corriente.....	20
Figura 9-1: Curvas del convertidor controlado por corriente	20
Figura 10-1: Diagrama de bloques de un controlador PID	23
Figura 11-1: Curva de respuesta en forma sigmoideal	24
Figura 12-1: Oscilación sostenida con periodo <i>Pcr</i>	25
Figura 13-1: Sistema de adquisición de datos basado en un ADC multiplexado	27
Figura 14-1: Estructura Básica del Módulo UART	29
Figura 15-1: Esquemático del opto acoplador.	29
Figura 16-1: Modulación por ancho de pulso	30
Figura 17-1: Sistema de adquisición de datos con atenuación.....	31
Figura 18-1: Diagrama de conexión del TL431CDR.	32
Figura 19-1: Modelo equivalente de un opamp	33
Figura 20-1: Amplificador no inversor	34
Figura 21-1: Amplificador diferencial.....	35
Figura 22-1: Configuración de reloj en la interfaz de desarrollo de STM32CubeMx	36
Figura 23-1: Interfaz de desarrollo arm Keil uVision 5.....	38
Figura 1-2: Proceso de elaboración del prototipo	39
Figura 2-2: Esquema General del prototipo.....	40
Figura 3-2: Esquema de acondicionamiento del voltaje de salida	41
Figura 4-2: Acondicionamiento de acondicionamiento de la señal de voltaje.	42
Figura 5-2: Circuito de acondicionamiento de la señal de corriente.....	44
Figura 6-2: Circuito de conmutación	47
Figura 7-2: Transformador Flyback RP-20CA10	48
Figura 8-2: Esquema del circuito de procesamiento y control	50
Figura 9-2: Diagrama esquemático del CI 6n137.....	51
Figura 10-2: Comunicación aislada ópticamente.....	51
Figura 11-2: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada	53

Figura 12-2: Circuito de detección de sobre tensión y sobre corriente.....	54
Figura 13-2: Algoritmo del microcontrolador maestro.....	57
Figura 14-2: Algoritmo del microcontrolador esclavo	58
Figura 15-2: Respuesta al escalón de la fuente de alimentación en lazo abierto.	59
Figura 16-2: Respuesta al escalón con los parámetros de Ziegler-Nichols	59
Figura 17-2: Interfaz gráfica del prototipo de fuente de alimentación	60
Figura 18-2: Diagrama de flujo de la interfaz de usuario	61
Figura 1-3: Recolección de datos para la calibración	63
Figura 2-3: Proceso para encontrar el cambio de escala óptimo.....	64
Figura 3-3: Tensión de salida vs Set Point.....	64
Figura 4-3: Error porcentual del Set Point vs Salida	65
Figura 5-3: Valor Adc1 vs Voltaje medido en la salida.....	66
Figura 6-3: Error porcentual de medición de tensión.	67
Figura 7-3: Valor Adc2 vs corriente medida en la salida.	67
Figura 8-3: Error porcentual de medición de corriente.....	68
Figura 9-3: Circuito de carga para prueba de corriente	70
Figura 10-3: Corriente en función del ciclo de trabajo	70
Figura 11-3: Interfaz de usuario con variación en la carga.....	71
Figura 12-3: Prueba de caracterización en DUT de $V_{DS}=500V$	72
Figura 13-3: Curva de I_{DS} vs V_{DS} del MOSFET IRF820	72
Figura 14-3: Prueba de estrés eléctrico en DUT de 400V.	73
Figura 15-3: Curva de I_{DS} vs V_{DS} del MOSFET IRF740.....	73
Figura 16-3: Curva V_{DS} durante la prueba HTRB del MOSFET IRF820	74
Figura 17-3: Curva I_{DS} durante la prueba HTRB del MOSFET IRF820	74

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexo A: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE TARJETA DE CONTROL Y PROCESAMIENTO

Anexo B: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL DRIVER DE CONMUTACIÓN

Anexo C: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DE CORRIENTE Y VOLTAJE

Anexo D: PCB DE LAS TARJETAS IMPLEMENTADAS EN EL PROTOTIPO

Anexo E: FOTOGRAFÍAS DE LAS TARJETAS DE CIRCUITO IMPRESO IMPLEMENTADAS EN EL PROTOTIPO

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

BJT	Bipolar Junction Transistor
CA	Corriente Alterna
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CI	Circuito integrado
DSP	Digital Signal Processor
DC	Corriente directa
FET	Field Effect Transistor
HTRB	High Temperature Reverse Bias
HMI	Interfaz Humano Máquina
LCD	Pantalla de cristal líquido.
MOSFET	Metal Oxide Field-Effect Transistor
PID	Proporcional integral derivativo
PWM	Modulación por ancho de pulso
RMS	Root Mean Square
RPM	Revoluciones por minuto
TTL	Transistor Transistor Logic
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
μC	Microcontrolador
V_{GS}	Gate-Source Voltage
V_{DS}	Drane Source Voltage

RESUMEN

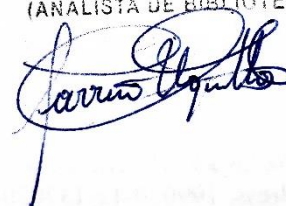
Se implementó un prototipo de fuente de alimentación de 1200v de baja corriente para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia. Con la creación de este proyecto de titulación se pretendió resolver el problema de falta de instrumentación dedicada a pruebas de fiabilidad más comunes. Entre ellas: High Temperature Reverse Bias (HTRB), caracterización de corriente-tensión entre drenaje y fuente. Siendo este dispositivo de bajo costo, amigable con el usuario. El diseño del prototipo empezó por el establecimiento de requerimientos técnicos y funcionales orientados a las pruebas de estrés eléctrico, entre ellos: voltaje variable hasta 1200V, medición de corriente y tensión en la salida durante toda la prueba, límite de corriente ajustable por el usuario, protección contra sobre corriente y sobre tensión, etc. El prototipo se basa en el convertidor del tipo Flyback, conmutado por una señal PWM proveniente de un microcontrolador que se encarga de mantener estable la tensión de salida a través de un algoritmo de control en lazo cerrado. Para la interacción con el usuario se creó una interfaz HMI en el software QT-Creator de código abierto. Además, brinda la capacidad de ser utilizado en otras aplicaciones como caracterización de I-V. Una vez terminado el proceso de diseño e implementación de prototipo se procedió a la etapa de calibración y pruebas, donde se logró efectuar con éxito varios test de estrés eléctrico, con la ayuda de una estación de calor que mantiene el encapsulado del dispositivo a la temperatura máxima según el fabricante con el fin de lograr acelerar los mecanismos de falla de los MOSFET en cuestión. Se recomienda mejorar el prototipo con la dotación de una fuente ininterrumpida de alimentación (UPS), de manera que la prueba no se suspenda en ausencia del suministro eléctrico.

Palabras clave: <MICRO-CONTROLADOR>, <PULSE WIDTH MODULATION (PWM)>, <FLYBACK>, <FIABILIDAD>, <LAZO CERRADO>, <ININTERRUMPIDA>, <ALMACENAMIENTO>, <ALTO VOLTAJE>, <DRENAJE-FUENTE>, <HIGH TEMPERATURA REVERSE BIAS (HTRB)>

REVISADO

20 FEB 2020

Ing. Jhonatan Parraño Uquillas. MBA
(ANALISTA DE BIBLIOTECA 1^o)



ABSTRACT

A 1200v low current power supply prototype was implemented for electrical stress tests on power transistors. With the creation of this degree project, the problem of lack of instrumentation dedicated to more common reliability tests was attempted. Among them: High Temperature Reverse Bias (HTRB), current-voltage characterization between drain and source. Being this low consto device, user friendly. The prototype design began with the establishment of technical and functional requirements for electrical stress tests, including: variable voltage up to 1200V, current measurement and output voltage throughout the test, user adjustable current limit, overcurrent and over voltage protection, etc. The prototype is based on the Flyback converter, switched by a PWM signal from a microcontroller that is responsible for maintaining stable output voltage through a closed loop control algorithm. For the interaction with the user, an HMI interface was created in the open source QT-creator software. In addition, it provides the ability to be used in other applications such as I-V characterization. Once the prototype design and implementation process was completed, the calibration and testing stage was carried out, where several electrical stress tests were successfully carried out, with the help of a heat station that keeps the device encapsulated at the temperature maximum according to the manufacturer in order to accelerate the failure mechanisms of the MOSFETs in question. The prototype could be improved with the provision of an uninterruptible power supply (UPS), so that the test is not suspended in the absence of electrical power.

Keywords: <MICROCONTROLLER>, <PULSE WIDTH MODULATION (PWM)>, <FLYBACK>, <RELIABILITY>, <CLOSED LOOP>, <UNINTERRUPTED>, <STORAGE>, <HIGH VOLTAGE>, <DRANE-SOURCE>, <HIGH TEMPERATURA REVERSE BIAS (HTRB)>



INTRODUCCIÓN

ANTECEDENTES

En el año de 1947 un grupo de investigadores liderados por Willam Shockley creó el primer transistor de germanio (Lidia Łukasiak, 2010), el cual mejoró considerablemente el funcionamiento de instrumentos de control, amplificación y generación de señales eléctricas, por su bajo consumo de energía, durabilidad y desempeño revolucionando la electrónica de potencia. Al cabo de algunos años Willam Shockley fundó la empresa Fairchild Semiconductor introduciendo al mercado norteamericano los primeros dispositivos semiconductores comerciales (Lidia Łukasiak, 2010).

Los transistores de efecto de campo (FET) son la siguiente generación después de los transistores BJT. Una de sus principales características es su alta impedancia de entrada, desde $1M\Omega$ hasta varios cientos de mega ohms. Los transistores FET son utilizados en la mayoría de aplicaciones manejan una gran cantidad de energía, como en inversores de paneles fotovoltaicos, equipos de reanimación cardíaca, convertidores de voltaje en autos eléctricos, etc. Su principal característica es su gran estabilidad ante cambios de temperatura, respecto a su antecesor, el transistor BJT (Boylestad, y otros, 2009).

Actualmente la versión mejorada del transistor FET es el MOSFET (Metal Oxide Semiconductor FET). Si bien es cierto los transistores tipo MOSFET son cuidadosamente refinados para producir un nivel de impurezas relativamente bajo, su producción en masa y el abaratamiento de costos puesto en lotes de producción muy grandes se encuentren dispositivos con fallas (Fairchild, 2003).

En el desarrollo y la investigación de dispositivos tecnológicos manejan una gran cantidad de energía en el cual intervienen los transistores de potencia tipo MOSFET, es necesario comprobar las características especificadas por el fabricante a largo plazo. Una de las principales es la tensión máxima de bloqueo entre el drenaje y la fuente (V_{GS}) (Fairchild, 2003).

A la fecha existe una prueba llamada HTRB (High Temperature Reverse Bias), consiste en polarizar inversamente las uniones principales de manejo de potencia, en este caso el drenaje y fuente del MOSFET, con una tensión cercana al valor de ruptura y una temperatura de operación del dispositivo de $150^{\circ}C$. Esta prueba se encuentra detallada en la estándar industrial: JESD22-A108 (Fairchild, 2003).

La tensión aplicada al dispositivo bajo prueba según el estándar MIL-STD-750D establece voltaje del 80% de bloqueo entre el drenaje y fuente, por un tiempo de prueba de hasta 1000 horas. Generalmente los voltajes involucrados están en el rango de 600v a 1200v. La fuente de alimentación necesaria para llevar a cabo el estudio de confiabilidad antes mencionado, en el Ecuador suele ser demasiado costosa y de muy difícil acceso, sin mencionar déficit de pruebas, dado al caso no son estudiadas (Hernandez, 2015).

Por todo lo mencionado anteriormente este trabajo de titulación pretende implementar un prototipo de fuente de alimentación de 1200v a baja corriente como parte de la instrumentación para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia tipo MOSFET.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

¿De qué manera se implementa un prototipo de fuente de alimentación de 1200v de baja corriente para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia?

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

¿Cuáles son los diseños de fuentes de alta tensión reportados en literatura?

¿Cuál sería el diseño aplicable para obtener una fuente de 1200v de salida con baja corriente?

¿Qué componentes intervienen en una fuente de 1200v de baja corriente con aislamiento galvánico?

¿Cómo medir el desempeño de una fuente de 1200v con baja corriente a su salida con aislamiento galvánico?

¿Cómo aplicar una fuente de 1200v para realizar pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia?

JUSTIFICACIÓN TEÓRICA

Luego de la creación del diodo en 1949 se usaba mayormente el Germanio por ser fácil de encontrar en la naturaleza y su proceso de refinamiento era muy efectivo, para los niveles altos de pureza. No obstante, se descubrió en los diodos y transistores construidos de este material eran muy poco confiables por su sensibilidad ante cambios de temperatura. Una alternativa para eliminar este problema era reemplazar el Germanio por el Silicio, pero el proceso de refinamiento no estaba desarrollado para niveles altos de pureza. No fue sino hasta el año de 1954 cuando se creó el primer transistor de silicio y este se convirtió en el material semiconductor preferido (Boylestad, y otros, 2009).

El carburo de silicio (SiC), el arseniuro de galio GaAs y los materiales semiconductores similares ofrecen propiedades físicas superiores a las del silicio, permite en los dispositivos semiconductores de potencia basados en estos materiales soporten altas tensiones y temperaturas. Estas propiedades también permiten una respuesta de frecuencia más alta, una mayor densidad de corriente (J) y una conmutación más rápida. Estos dispositivos de potencia emergentes tienen un gran potencial, pero las tecnologías necesarias para crearlos y refinarlos aún no han logrado llegar a un nivel de pureza total (Boylestad, y otros, 2009).

Para los fabricantes de circuitos integrados y centros de investigación dedicados a la búsqueda de nuevas tecnologías amigables con el medio ambiente, esto presenta importantes desafíos asociados con el diseño y la caracterización de estos dispositivos, así como con el monitoreo del proceso y problemas de confiabilidad. (Boylestad, y otros, 2009)

Como ya se mencionó anteriormente, los transistores de potencia dependen mucho del proceso de refinamiento de los materiales semiconductores de su composición (Weng, 2013). Debido a esto, los dispositivos de potencia varían de un lote de producción a otro. De hecho, este problema es motivo de un gran análisis durante la producción de dispositivos semiconductores y previos a la selección de los dispositivos a utilizar en un determinado diseño electrónico.

Debido a que el tiempo de vida de los dispositivos de potencia es muy largo, se realizan pruebas eléctricas y térmicas aceleradas para separar los dispositivos defectuosos. Estas pruebas son denominadas HTRB (High Temperature Reverse Bias) y Burn-in Test, las mismas están descritos en el estándar MIL-STD-750D. Como ya se mencionó en la sección anterior, la característica de estas pruebas es aplicar alto voltaje (entre el 80% y 100% del voltaje máximo de bloqueo BV_{dss}) en los terminales de potencia del MOSFET en condiciones de bloqueo de corriente (apagado)

durante un tiempo determinado (hasta 1000h). Adicionalmente, para proporcionar un margen acelerado de fallos, se aplica una temperatura máxima de unión ($T_{J_{MAX}}$) entre 150 ° C a 175 °C (Weng, 2013). Estas pruebas son importantes según el ámbito de la aplicación de potencia para discriminar aquellos dispositivos débiles o con fallos.

De esta manera, el conocimiento se desarrollará durante las fases de diseño, simulaciones, implementación y pruebas de este tipo de instrumento servirán de base para futuros desarrollos en este sector. Cabe recalcar, la evaluación de varias topologías de fuentes conmutadas elevadoras de tensión, constituirá un aporte comparativo y teórico de las diferentes teorías y esquemas de circuitos en electrónica de potencia. Además, para la parte de control y operación remota del instrumento, se desarrollarán algoritmos y estrategias son referenciadas y consultadas para la implementación de instrumentos alternativos en el trabajo se propone.

JUSTIFICACIÓN APLICATIVA

Con el diseño e implementación de este dispositivo se pretende solventar una necesidad en el área de investigación y desarrollo de equipos, utilizan transistores de potencia con la dotación de un instrumento imprescindible en las pruebas de confiabilidad necesarias en una tensión elevada.

En las pruebas de confiabilidad como HTRB, es indispensable un voltaje estable y continuo en tiempos prolongados, por lo general mayores a 100h. La tensión aplicada en los transistores de potencia es cercana al umbral de ruptura. Variando esta característica según el modelo del dispositivo bajo test, es por esto se propone en la fuente la tensión variable (Fairchild, 2003).

La medición de los valores de voltaje y corriente aplicados sobre el dispositivo bajo test durante el proceso de pruebas de confiabilidad es indispensable, una opción adecuada desde un computador a través de una electrónica especialmente implementada para este efecto. Genera un riesgo en caso de fallas en el circuito elevador de voltaje, en lo cual el aislamiento galvánico no debe romperse en ninguna etapa.

El dimensionamiento de todos los componentes en la estructura esta fuente de alto voltaje aporta a la creación de otros instrumentos de funcionamiento similar, para su utilización en forma didáctica o de investigación en los laboratorios de la FIE, comprobando conceptos claves adquiridos en las diferentes asignaturas incorporadas con electrónica de potencia.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Implementar una fuente de alimentación de 1200v de baja corriente para pruebas en transistores de potencia

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Investigar sobre el diseño de los diferentes tipos de fuentes de tensión de alto voltaje hasta la actualidad.
- Analizar el diseño más viable para la implementación de una fuente de alimentación de 1200v.
- Dimensionar los componentes que intervienen en el diseño de la fuente de alimentación de 1200v con aislamiento galvánico e implementar.
- Evaluar el desempeño de la fuente de alimentación en función del error RMSE del voltaje de salida.

CAPÍTULO I

1 MARCO TEÓRICO REFERENCIAL

El presente capítulo desarrolla una breve descripción de la composición, principio de funcionamiento y fallas más frecuentes en los transistores tipo MOSFET. De igual manera, las pruebas de fiabilidad más relevantes en la actualidad e instrumentación involucrada. Además, se presenta información puntual de los componentes, intervienen en la implementación de una fuente de alimentación de Alto Voltaje para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia.

1.1 Transistores MOSFET

A mediados de la década de 1970 se desarrolló el transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (MOSFET), inspirado en las deficiencias de su predecesor, el transistor de unión bipolar (BJT). Uno de los principales problemas de los transistores BJT fue su baja corriente de ganancia a altos voltajes. Además de la imposibilidad de conmutar a altas frecuencias, más aún con cargas inductivas. La alta impedancia en el terminal de compuerta de los MOSFET simplifica de sobre manera el número de elementos necesarios para su control, en comparación a la conmutación activada por corriente de los transistores de unión bipolar (Baliga, 2008).

Los MOSFET de potencia se pueden considerar como interruptores ideales por su alta impedancia de entrada, velocidad de conmutación muy rápida. No obstante, la resistencia interna entre los terminales de drenaje y compuerta limita su manejo de potencia. Influyendo directamente en la eficiencia de las aplicaciones de las que formaron parte.

En la década de 1980 se mejora la técnica de purificación de los semiconductores. No obstante, la presencia de resistencia interna parasita en sus terminales era evidente aún. En el año de 1990 aparecería una técnica de diseño más elaborada, dando lugar a la creación del U-MOSFET, con una resistencia interna más cercana al valor ideal y una frecuencia de conmutación de hasta 1Mhz. (Baliga, 2008)

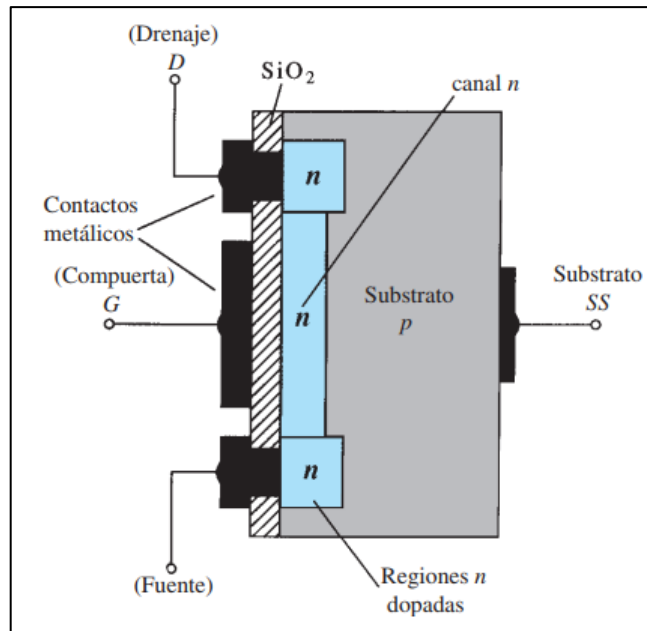


Figura 1-1: MOSFET de canal N.

Fuente: (Boylestad, y otros, 2009)

El funcionamiento del transistor MOSFET consiste en aplicar una tensión positiva en el terminal de compuerta V_{GS} , generando un campo eléctrico que rompe la barrera dieléctrica formada por el material tipo p del sustrato, mientras más grande sea la tensión V_{GS} aplicada más grande será el canal por el que circulan los electrones desde el drenaje hacia la fuente, como se mencionó anteriormente no existe una corriente en el terminal de compuerta por la alta impedancia de entrada, es por esto que se puede decir que existe una barrera aislante entre la etapa que activa el MOSFET y la carga. En el caso de que la tensión $V_{GS} \leq 0$, no existe flujo de electrones entre los terminales de drenaje y compuerta, a esta condición se le conoce como modo bloqueo, siempre y cuando la tensión aplicada entre estos terminales no supere a las especificaciones del fabricante. (Boylestad, y otros, 2009)

1.2 Fallas frecuentes en los transistores MOSFET

Factores como cargas eléctricas, vibración mecánica, y condiciones ambientales, generan estrés en los sistemas electrónicos de potencia. Las fallas son causadas por más de un mecanismo que pueden estar relacionadas a las condiciones de operación y ambiente. Cuando la carga que manejan los dispositivos semiconductores es de naturaleza inductiva se producen pulsos momentáneos de sobre corriente o sobre tensión, si este pico de energía está por encima del valor especificado por el fabricante se produce una falla (Weng 1013). Si bien es cierto no podría averiarse completamente pero la integridad de la estructura interna del dispositivo ya está afectada.

1.2.1 Fallas por Avalancha

En particular, las fallas están asociadas a condiciones de voltaje y/o corriente excesiva. Estos efectos en el dispositivo son significativos cuando se trabaja fuera del área segura de operación (SOA). Los fabricantes en general especifican un voltaje V_{GS} inferior al máximo que el dispositivo puede soportar. Por un lado, esto se debe a que el tiempo de vida del MOSFET decrece sustancialmente cuando V_{GS} se incrementa. Por otra parte, aplicando una tensión V_{GS} mayor a la especificada, no se obtendrá más corriente. Otra condición de operación que genera daños en el dispositivo es su funcionamiento dentro de la región de avalancha. Esto ocurre cuando la tensión V_{DS} del dispositivo está por encima de su máximo voltaje permitido (ligeramente superior al máximo valor especificado en la hoja de datos) (Baliga, 2008).

Desde un punto de vista físico, la avalancha significa el comienzo de un proceso no controlado. Cuando las tensiones son muy elevadas, el campo eléctrico es muy intenso, lo cual provoca que los electrones del material adquieran la suficiente energía como para abandonar sus átomos y sumarse a la corriente. De esta forma, la corriente de drenaje I_D aumenta de forma drástica que en otros tipos de mecanismos de falla (Lutz, 2011).

1.2.2 Single Event Burnout

Desde la aparición de los primeros dispositivos semiconductores totalmente controlados de alto voltaje, se observan fallas que en ese momento eran imposibles de explicar. En el estado de bloqueo los dispositivos empezaban a conducir una pequeña corriente de fuga en sus terminales sin razón alguna. Más extraño aun, cuando se cambiaba de ambiente las fallas desaparecían. En un subsuelo de un edificio los semiconductores bloqueaban el paso de la corriente sin ningún problema. Posteriormente, los mismos dispositivos se sometían a pruebas en ambientes abiertos y las fallas reaparecían (Weng, 2013).

Luego de varios experimentos y análisis de datos, llegaron a la conclusión de que la corriente de fuga era causada por radiación proveniente del espacio, que al chocar con la tierra, se generan partículas de alta energía de alguna manera se amplifica el rango de acción sobre los semiconductores (Lutz, 2011). Hoy en día, se realizan pruebas sometiendo radiación a los dispositivos semiconductores y cuantificar el efecto que tiene sobre la integridad de los mismos.

Los dispositivos con fallas presentan un orificio en su material semiconductor comparable con el tamaño de la punta de un alfiler pequeño. También se llegó a la conclusión de que la intensidad de los rayos cósmicos se incrementa considerablemente con la altura. Un dispositivo

semiconductor de alto voltaje es menos propenso a fallar a nivel del mar que en zonas elevadas (Lutz, 2011).

1.3 Pruebas de fiabilidad aplicadas a los MOSFETs

Junto con la prueba de rampa de voltaje de la fuente de drenaje (V_{DS}), la prueba de polarización inversa de alta temperatura (HTRB) es una de las pruebas de confiabilidad más comunes para dispositivos de potencia. En una prueba de rampa V_{DS} , a medida que el voltaje de la fuente de drenaje pasa de un voltaje bajo a un voltaje más alto respecto al voltaje máximo nominal de drenaje y fuente, se evalúan los parámetros del dispositivo especificados. Esta prueba es útil para ajustar el diseño y las condiciones del proceso, así como para verificar el rendimiento de los dispositivos según sus especificaciones técnicas (Fairchild, 2003).

El parámetro Dynamic R_{DS} (ON), monitoreado usando una prueba de rampa V_{DS} , proporciona una medida de cuánto aumenta la resistencia de ON de un dispositivo después de ser sometido a un sesgo de drenaje. Una prueba de rampa V_{DS} ofrece una forma rápida de verificación paramétrica. Por el contrario, una prueba HTRB evalúa la estabilidad a largo plazo bajo un voltaje de fuente de drenaje alto. Las pruebas HTRB están destinadas a acelerar los mecanismos de fallas que se activan térmicamente mediante el uso de condiciones de operación sesgadas (Hernandez, 2015).

Debido a que las pruebas HTRB estresan la juntura, estas provocan corrientes de fuga. También existen cambios paramétricos resultantes de la liberación de impurezas iónicas sobre la superficie del molde, ya sea del paquete o del chip mismo. La alta temperatura de esta prueba acelera los mecanismos de falla según la ecuación de Arrhenius que establece la dependencia de la temperatura de las velocidades de reacción. Por lo tanto, esto simula una prueba realizada durante un período mucho más largo a una temperatura más baja (Lutz, 2011).

La corriente de fuga se controla continuamente a lo largo de la prueba HTRB y generalmente se requiere una corriente de fuga bastante constante para pasarla. Debido al estrés eléctrico y térmico aplicado en el chip, esta prueba verifica la integridad de la unión, los defectos del cristal y el nivel de contaminación iónica, revelando debilidades o efectos de degradación en las estructuras de agotamiento de campo en los bordes del dispositivo y en la pasivación (Lutz, 2011).

1.3.1 Pruebas HTRB

La prueba HTRB está configurada para polarizar inversamente las uniones principales de manejo de potencia de las muestras del dispositivo. Los dispositivos se operan característicamente en un modo de funcionamiento estático a, o cerca de, voltaje de ruptura nominal máxima y / o niveles de corriente. Se debe determinar las condiciones de sesgo particulares predisponen la cantidad máxima de uniones de estado sólido en el dispositivo. La prueba HTRB generalmente se aplica en dispositivos de potencia (Hernandez, 2015).

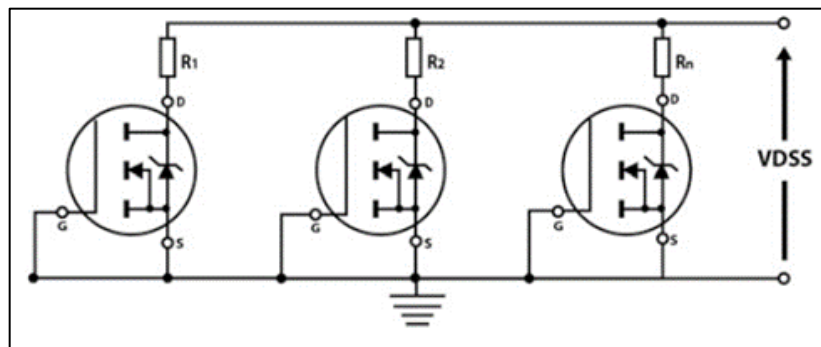


Figura 2-1: Esquema eléctrico del Test HTRB

Fuente: (Hernandez, 2015)

La alta temperatura de esta prueba acelera los mecanismos de falla según la ecuación de Arrhenius, establece la dependencia de la temperatura de las velocidades de reacción. Por lo tanto, esto simula una prueba realizada durante un período mucho más largo a una temperatura más baja. La corriente de fuga se controla continuamente a lo largo de la prueba HTRB y generalmente se requiere una corriente de fuga bastante constante para pasarla. Debido a la unión del estrés eléctrico y térmico, esta prueba verificara la integridad de la unión, los defectos del cristal y el nivel de contaminación iónica, revelan debilidades o efectos de degradación en las estructuras de agotamiento de campo en los bordes del dispositivo. (Fairchild, 2003)

1.3.2 Instrumentación básica para pruebas de HTRB

La caracterización del dispositivo de potencia y las pruebas de confiabilidad requieren instrumentos capaces de adquirir voltajes más altos y mediciones de corriente más sensibles. Durante el funcionamiento, los dispositivos semiconductores de potencia se someten a esfuerzos eléctricos y térmicos: cuando están en estado ON, pasan decenas o cientos de amperios con pérdidas mínimas (baja tensión, alta corriente); cuando están en OFF, tienen bloqueadas miles de voltios con corrientes de fuga mínimas (alto voltaje, baja corriente). Además, durante el transitorio de conmutación, están sujetos a un breve período de alta tensión y alta corriente. La

alta corriente experimentada durante el estado ON genera una gran cantidad de calor, la confiabilidad del dispositivo disipa de manera eficiente (Hernandez, 2015).

Las pruebas de confiabilidad generalmente implican altos voltajes, largos tiempos de prueba y, a menudo, múltiples dispositivos bajo prueba (prueba de nivel de obleas). Como resultado, para evitar daños en dispositivos, averías en el equipo y pierde datos de prueba, es esencial contar con sistemas de prueba y planes de medición diseñados adecuadamente.

1.4 Fuentes Conmutadas

La necesidad de dosificar la potencia, ya sea corriente o voltaje en una carga, está presente en la mayoría de equipos existentes en la actualidad. Uno de los métodos más conocidos aunque no tan eficientes es a través de las fuentes de regulación lineal, que ajustan la corriente de la carga a través de un transistor operando en la zona lineal, por debajo de la saturación. La simplicidad de este tipo de fuentes contrasta con las pérdidas provocadas por la potencia disipada en el transistor, siendo de hasta el 75% en casos donde el voltaje de salida es bajo en comparación al de la entrada. (Boylestad, y otros, 2009)

El desarrollo de la tecnología en la creación de semiconductores hizo que se crearan fuentes alimentación conmutadas más pequeñas y mucho más eficientes en comparación a las fuentes lineales. Los elementos de conmutación como transistores BJT o MOSFET trabajan como interruptores ideales operando en zona de saturación, permitiendo una eficiencia de energía por encima del 70%. Además un transistor en modo saturación permite un mayor manejo de potencia. En el caso de que se requiera aislamiento eléctrico se incorpora un transformador de alta frecuencia, que en comparación con un transformador de 50Hz o 60Hz es mucho más pequeño y capaz de manejar la misma cantidad de corriente. A lo largo de este apartado se analizan las variantes de las fuentes conmutadas reportadas en literatura y sus principales ventajas. (Mohan, y otros, 2009)

1.4.1 Convertidor Elevador

Los convertidores DC-DC tienen la función de dosificar la cantidad de energía entregada a un circuito, en el caso del convertidor elevador el voltaje de salida es mayor al de la entrada. Al igual que el convertidor reductor incorpora un capacitor, inductor, diodo y un conmutador como se aprecia en la figura 3-1. El funcionamiento del convertidor elevador y en general la mayoría de convertidores se puede describir analizando los dos estados del conmutador (Hart, 2001).

Cuando el conmutador está cerrado la corriente del inductor incrementa linealmente y

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

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

$$\frac{\Delta i_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L}$$

Por tanto la variación de corriente en el inductor cuando el interruptor está abierto es:

$$\Delta i_{L(\text{cerrado})} = \frac{V_s DT}{L}$$

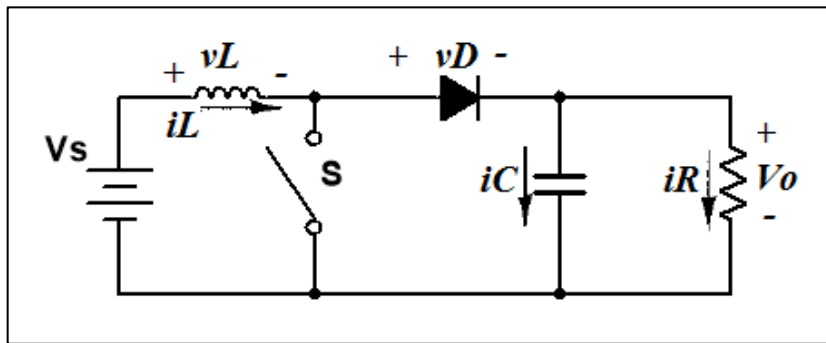


Figura 3-1: Convertidor elevador (boost)

Fuente: (Toro Alexander, 2019)

En el instante en el que el interruptor se abre, la corriente almacenada en el inductor polariza directamente el diodo. La variación de corriente en el inductor sería:

$$V_l = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{(1 - D)T} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$\Delta i_{L(\text{abierto})} = \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L}$$

Teniendo en cuenta que en régimen permanente la variación de corriente debe ser nula tenemos:

$$\Delta i_{L(\text{cerrado})} + \Delta i_{L(\text{abierto})} = \frac{V_s DT}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} = 0$$

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D}$$

De la expresión anterior se puede concluir que el voltaje de salida únicamente depende del ciclo de trabajo y V_s . V_o Siempre será mayor o igual al de la entrada pero nunca menor. Sin embargo debido a pérdidas presentes en los elementos que intervienen en el mismo, ante un ciclo de trabajo próximo a 0 el voltaje de salida será ligeramente menor al de la entrada. Por otro lado a medida que el ciclo de trabajo se aproxima al 100% el voltaje de salida tiende al infinito, aunque esto en la práctica no sea así, V_o depende del voltaje máximo a soportar el capacitor, además del voltaje máximo de bloqueo del diodo (Mohan, y otros, 2009).

1.4.2 Convertidor Flyback

Las fuentes de alimentación que se usan ampliamente en la industria cumplen en su mayoría con la condición de aislamiento entre la carga y la fuente, característica que no poseen los convertidores básicos como el elevador o reductor. Para cumplir esta necesidad existen las fuentes aisladas galvánicamente por un circuito magnético o transformador, siendo la más simple por el número de componentes, la fuente Flyback (Balogh, 2005).

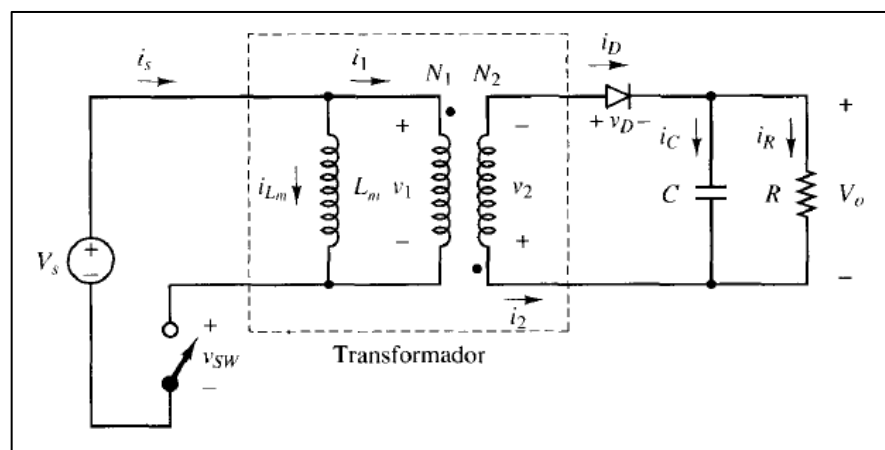


Figura 4-1: Convertidor Flyback
Fuente: (Hart, 2009)

El convertidor flyback se utiliza en conversión de CA / CC y CC / CC con aislamiento galvánico entre la entrada y cualquier salida. El convertidor flyback es un convertidor reductor elevador (buck-boost) con el inductor dividido para formar un transformador, como se puede apreciar en la figura 4-1, consta además de un diodo de alta tensión de bloqueo, un condensador de salida para amortiguar el rizado de tensión, una resistencia de carga y un circuito de realimentación para el control.

Al igual que en las fuentes conmutadas sin aislamiento galvánico, la fuente Flyback se analiza en dos estados: Cuando el interruptor está en modo de conducción y cuando está en modo bloqueo.

Con el interruptor Q_1 cerrado, el devanado primario se conecta directamente a V_S , produciendo una corriente que se almacena en el transformador de forma lineal, como se puede ver en la figura 5-1. La variación de corriente en el primario del transformador se analiza a continuación, asumiendo que el ciclo de trabajo se representa por la letra D , el tiempo en el que el interruptor está cerrado es en un tiempo DT y que está abierto en el resto del tiempo $(1-D)T$ (Hart, 2001). Cuando el interruptor se cierra, el primario del transformador se polariza con el voltaje de entrada por tanto:

$$V_S = L_m \frac{di_{L_m}}{dt}$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{V_S}{L_m} = \frac{\Delta i_{L_m}}{DT}$$

La variación de corriente en el primario en el lapso de tiempo que el interruptor permanece cerrado será:

$$\Delta i_{P (cerrado)} = \frac{V_S DT}{L_m}$$

En el instante en el que el interruptor se abre, la corriente almacenada en el devanado primario encuentra el único camino para descargarse por el devanado secundario de forma lineal, polarizando en directa el diodo, cargando el capacitor y cediendo parte de esa corriente a la carga R_L . De la relación de transformación del circuito magnético tenemos:

$$V_P = V_S \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_O = -V_2$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = V_1 = V_2 \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{di_{L_m}}{dt} = -\frac{V_O}{L_m} \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{(1-D)T} = -\frac{V_O}{L_m} \frac{N_1}{N_2}$$

La variación de corriente con el interruptor abierto será:

$$\Delta i_{P (abierto)} = -\frac{V_O}{L_P} \frac{N_P}{N_S} (1-D)T$$

Teniendo en cuenta que la variación de corriente en el primario del transformador durante un periodo completo de tiempo es cero.

$$\Delta i_P (\text{cerrado}) + \Delta i_P (\text{abierto}) = 0$$

$$\frac{V_S DT}{L_P} - \frac{V_O N_P}{L_P N_S} (1 - D)T = 0$$

$$V_O = V_S \frac{D N_S}{1 - D N_P}$$

Asumiendo que el condensador de salida es lo suficientemente grande y que la carga es insignificante, se puede deducir de la relación anterior que el voltaje de salida depende únicamente del ciclo de trabajo D y la relación de espiras del transformador.

En el tiempo en el que el interruptor permanece abierto, el diodo bloquea la corriente del devanado secundario del transformador, por tanto la corriente del capacitor será la misma de la carga. A partir de esto se puede afirmar:

$$i_C = C \frac{dV_O}{dt} = C \frac{\Delta V_O}{DT} = \frac{V_O}{R}$$

$$\frac{\Delta V_O}{DT} = \frac{V_O}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{D}{CRf}$$

El valor del capacitor en base a un factor de rizo $\frac{\Delta V_O}{V_O}$, se puede calcular con la siguiente expresión:

$$C = \frac{D}{\frac{\Delta V_O}{V_O} Rf}$$

Una de las principales características de las fuentes conmutadas, es que las pérdidas de potencia en sus componentes son mínimas, asumiendo entonces que los elementos son ideales, se tiene:

$$P_S = P_O$$

$$V_S I_S = \frac{V_O^2}{R}$$

La corriente media producida por la fuente:

$$I_S = \frac{I_{Lm} DT}{T} = i_{Lm} D$$

Reemplazando I_S

$$V_s i_{Lm} D = \frac{V_o^2}{R}$$

$$i_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s R D}$$

Reemplazando V_o en la ecuación anterior:

$$i_{Lm} = \frac{V_o}{R(1-D)} \frac{N_2}{N_1}$$

La condición de operación en modo continuo establece que:

$$I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} > 0$$

Entonces:

$$\frac{V_o}{R(1-D)} \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_o}{L_p} \frac{N_p}{N_s} (1-D)T$$

La inductancia mínima para una carga conocida R_L es:

$$L_{min} = (1-D)^2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{R}{2f}$$

En la figura 5-1, se muestran las formas de onda del convertidor Flyback, en el caso de la corriente del transistor I_Q se puede evidenciar que no es continua en el tramo $(1-D)T$, por tanto el método más apropiado para determinar la corriente mínima a soportar por el transistor sin sufrir daño es a través del valor eficaz o RMS de la curva I_Q vs t . Dado que, el valor eficaz designa un valor de corriente tal que, ante un valor óhmico produciría la misma disipación de potencia que la curva discontinua (Hart, 2001).

$$I_{Q\ RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_Q^2(t) dt}$$

La curva i_Q se puede definir por:

$$i_Q(t) = \begin{cases} \frac{\Delta I_{Lm}}{DT} t + \left(I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \right), & t \leq DT \\ 0, & t > (1-D)T \end{cases}$$

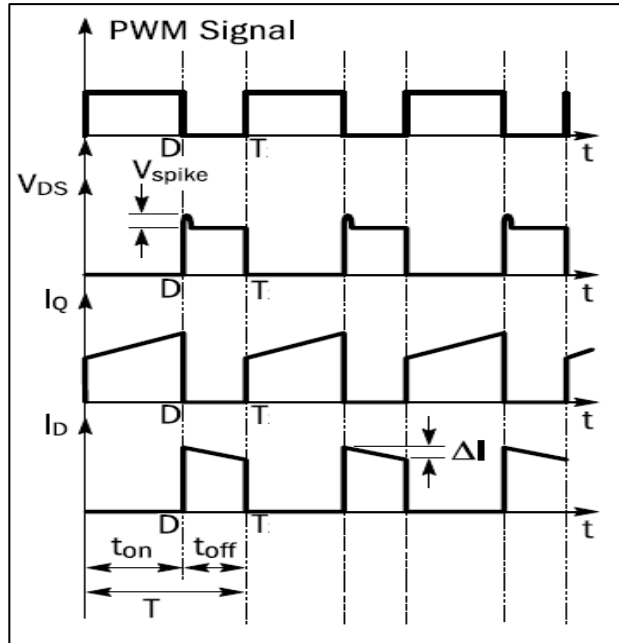


Figura 5-1: Formas de onda del convertidor Flyback.
Fuente: (On Semiconductor, 2014)

El corriente RMS que circula por el transistor será:

$$I_{Q\text{ RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left[\frac{\Delta I_{Lm}}{DT} t + \left(I_L - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \right) \right]^2 dt}$$

$$I_{Q\text{ RMS}} = \sqrt{D \left(I_{Lm}^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_{Lm}}{2} \right)^2 \right)}$$

El voltaje de bloqueo en inversa es uno de los parámetros más importantes al momento de dimensionar el transistor. Cuando el interruptor se abre el voltaje en el secundario V_2 es $-V_o$, por tanto el voltaje en el primario será:

$$V_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2}$$

Resolviendo la malla en el primario:

$$V_Q = V_s + V_o \frac{N_1}{N_2}$$

Reemplazando la ecuación de V_o .

$$V_Q = V_s + \frac{N_1}{N_2} V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \frac{N_2}{N_1}$$

El voltaje de bloqueo mínimo a soportar el transistor se representa por la siguiente ecuación:

$$V_Q = \frac{V_s}{1 - D}$$

De la expresión anterior se puede concluir que mientras más se aproxime el ciclo de trabajo al 100%, el voltaje de bloqueo del transistor tiende al infinito. De aquí la necesidad de limitar el ciclo de trabajo a un valor razonable.

1.4.3 Métodos de Control de las Fuentes Conmutadas

Generalmente las fuentes conmutadas se diseñan de manera que su salida de voltaje se mantenga dentro de un rango específico, ante cambios en la carga o variaciones en el voltaje de línea. Esto se logra mediante un lazo de retroalimentación negativa, donde la salida del convertidor se compara con el voltaje de referencia, el error resultante es amplificado para producir un voltaje de control que se relaciona directamente con el ciclo de trabajo al cual se van a someter el conmutador, o conmutadores en el caso de ser necesario (Mohan, y otros, 2009).

Variando el ciclo de trabajo D , se puede controlar el voltaje de salida de un convertidor, en el mercado existen controladores de PWM que incluyen todas las características necesarias para formar una fuente de alimentación conmutada incluyendo un número mínimo de componentes externos. Un controlador PWM básicamente consta de: un reloj ajustable para configurar la frecuencia de conmutación, un amplificador de error de voltaje de salida para la retroalimentación, un generador de diente de sierra que se ajusta a la frecuencia del reloj antes mencionado, etc.

1.4.3.1 Control en modo voltaje

La figura 6-1, muestra la topología básica de una fuente conmutada controlada por retroalimentación de voltaje. En la cual, el oscilador establece la frecuencia de operación del conmutador y genera una forma de onda de diente de sierra para el convertidor. El amplificador de error de voltaje amplifica la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje de salida acondicionado por los elementos de retroalimentación del divisor resistivo. Esta señal de error se compara con la señal de diente de sierra, dando como resultado una señal PWM. En la Figura 7-1, se muestra la señal PWM resultante de la comparación entre la señal de error y la señal diente de sierra.

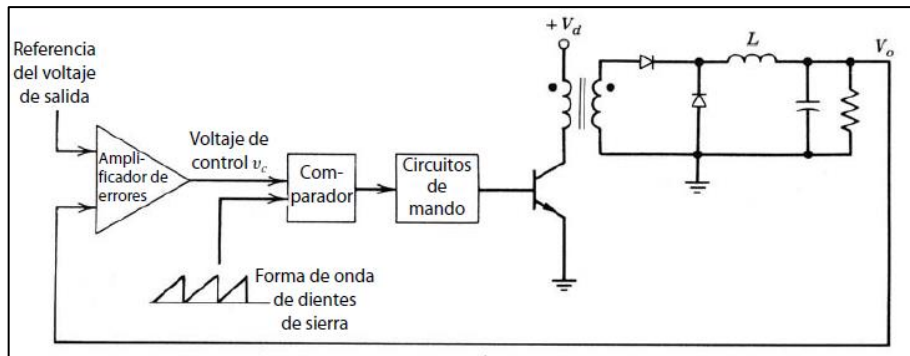


Figura 6-1: Control PWM por voltaje
Fuente: (Mohan, 2009)

Cuando la señal de error v_e es inferior al voltaje de control v_{cr} , la señal PWM cambia de estado alto ha estado bajo. Esta señal PWM será la que active y desactive el conmutador (Brown, 1990). Este control de la relación de trabajo del interruptor ajusta el voltaje a través del inductor y por ende la corriente del inductor (que alimenta la etapa de salida), y finalmente lleva al voltaje de salida a su valor de referencia (Mohan, y otros, 2009).

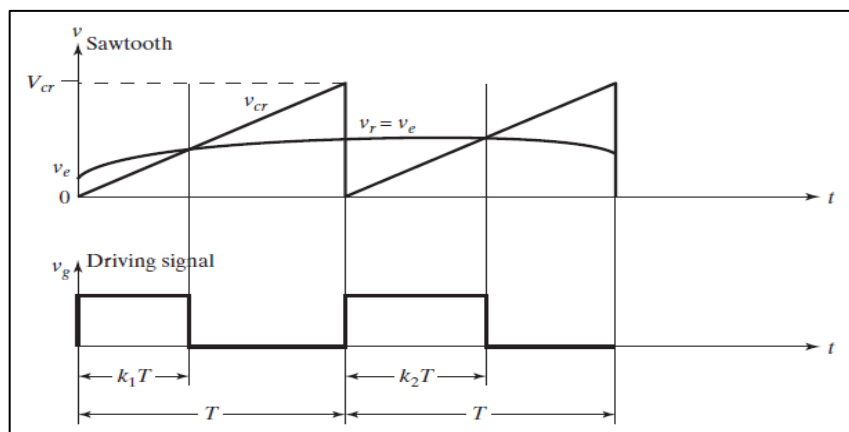


Figura 7-1: Forma de onda del comparador del control PWM por voltaje
Fuente: (Rashid, 2014)

1.4.3.2 Control en Modo Corriente

En el control por realimentación de voltaje analizado anteriormente, si existen cambios en la carga o en el voltaje de línea se produce un error que es compensado por el controlador, no obstante esta respuesta suele ser lenta. Existen aplicaciones en las cuales se requiere un desempeño dinámico más veloz, en estos casos suele implementarse un control por retroalimentación de corriente. En la figura 8-1, se muestra un convertidor Flyback controlado por corriente, el cual detecta y amplifica el error en la salida a través de un divisor de tensión y un comparador con ganancia. Además, una señal de reloj activa el terminal *set* de un flip-flop RS, manteniendo activado el transistor Q_1 , en este estado circula una corriente i_{SW} a través de la resistencia R_S ,

produciendo el voltaje de control v_{cr} que al ser comparado con el voltaje de error brindara la señal de desactivación del transistor en el terminal *reset* del flip-flop.

En la figura 9-1 se muestra las forma de onda del convertidor Flyback controlado por corriente, se puede ver que el transistor Q_1 es activado por la señal de reloj, solo se desactiva en el instante en el que el voltaje producido por i_{sw} a través de R_s , supera el voltaje de error hasta el próximo ciclo. La eficacia de este método de control radica en la precisión del acondicionamiento para la medición de la corriente en el interruptor i_{sw} , misma que podría estar sujeta a interferencias propias del efecto inductivo del bobinado primario.

El control por lazo de corriente se caracteriza por no tener una frecuencia fija de conmutación, el ciclo de trabajo se regula de acuerdo a la comparación entre el nivel de referencia deseado y el voltaje de retroalimentación. A pesar de que se trata de una comparación de voltaje, la magnitud acondicionada es la corriente en el primario del Flyback.

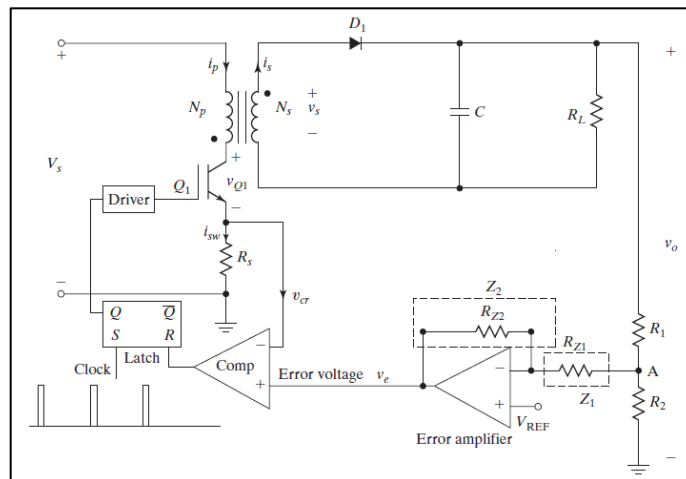


Figura 8-1: Convertidor Flyback controlado por corriente
Fuente: (Rashid, 2014)

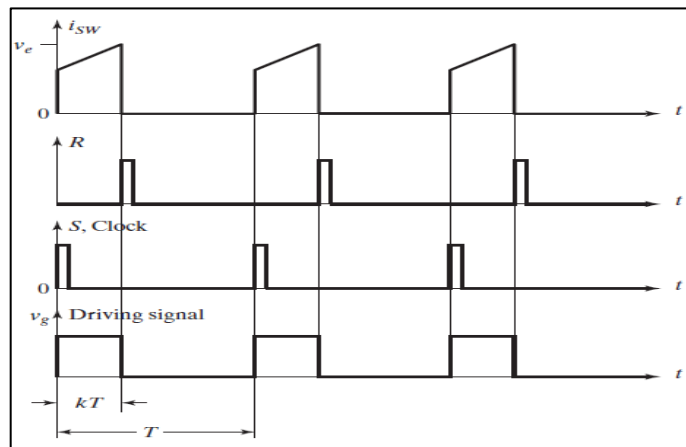


Figura 9-1: Curvas del convertidor controlado por corriente
Fuente: (Rashid, 2014)

1.4.3.3 Control digital

Los métodos de control analizados anteriormente suelen incorporarse en un circuito integrado, que requiere muy pocos componentes para echar a andar una fuente conmutada, sin importar cuál sea su topología. Se puede decir que la salida PWM de estos circuitos integrados es digital por tener dos estados “1” cuando la señal está en estado alto y “0” caso contrario, no obstante. Esta señal PWM se la obtiene de una comparación de voltaje de retroalimentación y una señal diente de sierra, en el caso de control por voltaje. Entonces se podría afirmar que es un control totalmente analógico. En la actualidad se intenta incorporar cada vez más el mundo digital en los circuitos de manejo de energía, por sus amplias ventajas como: estabilidad ante cambios de temperatura, dinamismo en el diseño, etc. Muestra de esto es circuitos integrados con una parte digital como el circuito de control por corriente que incorpora un Flip-Flop RS. Aunque, sigue siendo un circuito que basa su funcionamiento en una comparación analógica.

Un controlador digital basado en microcontrolador o DSP podría tener la ventaja sobre un control analógico en la flexibilidad de diseño del algoritmo de control. Mientras que en un circuito analógico el diseñador debe ajustarse a los parámetros del fabricante, en un control digital el programador tiene la potestad de implementar algoritmos de control más ajustados a la realidad de cada caso. Otra ventaja significativa es la posibilidad de abstracción del entorno, variables de control como temperatura, corriente, voltaje, etc. Con estos datos se puede tomar decisiones, además de poder comunicarlos a un ente supervisor como: computador, otro microcontrolador o DSP (Balogh, 2005).

El control analógico de una fuente conmutada fiable podría involucrar muchos componentes, en cambio si el control se lo hace en base a un microcontrolador o DSP, los elementos que intervienen en el mismo se reducen notablemente, menos componentes reflejan un menor costo de fabricación, sin embargo la capacidad de la fuente de alimentación viene limitada por la etapa de potencia que será diseñada una sola vez y al inicio de acuerdo a las especificaciones. Es importante mencionar además que los circuitos digitales suelen funcionar con un voltaje bajo, por esto deben incluirse fuentes de alimentación independientes.

Generar una frecuencia de conmutación alta en una fuente de alimentación controlada analógicamente es relativamente sencillo, en cambio los microcontroladores actuales la señal PWM se la obtiene a partir de contadores, mismos que dependen de la señal de reloj y de la resolución, de manera que si se desea una frecuencia de conmutación alta habría que sacrificar resolución en el ciclo de trabajo. El algoritmo de control a implementarse mediante software puede estar limitado por la velocidad de procesamiento del microcontrolador o DSP, además del

tiempo de conversión de los convertidores ADC involucrados. A pesar de los nuevos avances en el desarrollo de tecnologías en microcontroladores, los circuitos integrados basados en control analógico sigue siendo la mejor opción en la mayoría de aplicaciones por su gran confiabilidad ganada a lo largo de los años.

1.5 Sistemas de control

Desde los inicios de la industrialización de los procesos en fábricas ha existido la necesidad de ejercer un control automático sobre operaciones de velocidad, temperatura, presión, caudal, etc. siendo los primeros sistemas de control puramente mecánicos. En la actualidad con el desarrollo de los semiconductores se puede ejercer el control de procesos críticos como: el vuelo autónomo de cohetes, control de válvulas hidráulicas en la generación de energía eléctrica, calderas a varios cientos de grados Celsius, etc. La estabilidad ante cambios o perturbaciones ajenas al proceso se consigue gracias a una retroalimentación que no es más que medir la salida de un proceso y compararla con una consigna o valor de referencia y sobre ese resultado conocido como error aplicar una acción de control, que puede ser desde la más simple como una amplificación hasta una más compleja como un control proporcional integral y derivativo.

1.5.1 Sistema de control en lazo abierto

Un sistema de control en lazo abierto no obtiene una medición de la salida para ejecutar una acción de control, por tanto no existe una retroalimentación. Este tipo de sistemas se caracterizan por tener una acción de control en base al tiempo, por ejemplo: el control de los semáforos convencionales en una intersección, no se obtiene una medición del flujo de automóviles, solo se realiza la acción de control en base al tiempo pre-programado para cada estado. Los sistemas de control en lazo abierto se los utilizan en procesos en los que no intervienen perturbaciones y que su salida no varía en ningún caso, ya que esto alteraría el resultado final requiriendo un nuevo ajuste.

1.5.2 Sistema de control en lazo cerrado (retroalimentado)

El sistema de control en lazo cerrado compara una señal de referencia con la salida del sistema para producir una señal de error. Sobre esta, se aplica una señal de control que reduce el error a cero, en el mejor de los casos. De esta manera la realimentación vuelve más dinámico al sistema si se lo compara con el sistema de control en lazo abierto. Tiene la ventaja de poder auto ajustarse si se presentan perturbaciones o cambios en los parámetros de salida. No obstante este tipo de

sistemas de control requieren un análisis mucho más complejo, porque un ajuste deficiente puede desencadenar en una inestabilidad.

1.5.3 Controlador PID

Los sistemas de control se diseñan de manera que cumplan ciertas especificaciones de comportamiento, tales como: tiempo de establecimiento, sobre impulso máximo, tiempo de subida, error en estado estacionario, etc. Siendo este último, el parámetro más utilizado al momento de diseñar controladores. La forma en la que el controlador produce una señal de control sobre el resultado de comparar la referencia con la salida del sistema en lazo cerrado se la conoce como acción de control.

El controlador PID, es el resultado de implementar acciones de control proporcional, integral y derivativo. Se dice que una acción de control proporcional sucede cuando un sistema de control amplifica la señal de error K_p veces, no obstante se produce un error en régimen permanente (offset entre la referencia y la salida). La acción de control integral proporciona una corrección proporcional a la integral de este error, que elimina el offset. Un efecto adverso de los controladores PI es que suelen tener un sobre-impulso grande, o tender a la inestabilidad por oscilaciones. De manera que en algunos casos se agrega una acción de control derivativa (predictiva) que corrija las oscilaciones y el sobre-impulso del efecto integrador en la planta, dependiendo de una constante T_d . En la figura 10-1 se muestra el diagrama de bloques correspondiente a un controlador PID. (Ogata, 2010)

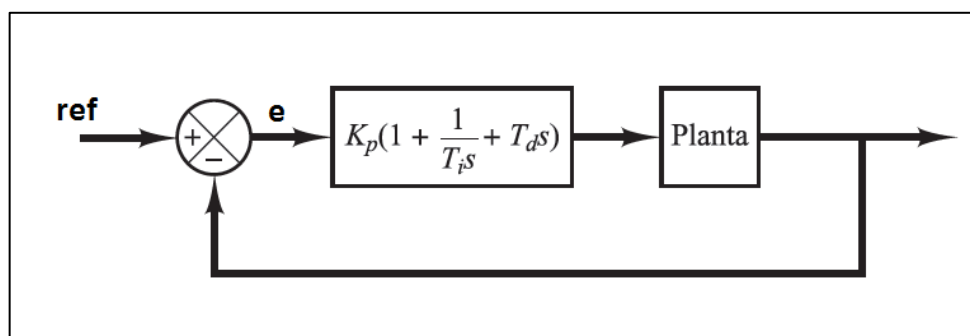


Figura 10-1: Diagrama de bloques de un controlador PID
Fuente: (Ogata, 2010)

La figura 10-1 se muestra el control de una planta a través de un PID, en el cual intervienen parámetros que se deben ajustar de manera que el comportamiento de la planta obedezca a especificaciones planteadas por el diseñador. En plantas donde el modelamiento matemático es muy complejo se suelen tomar como punto de partida métodos de sintonía como los planteados

en su momento por John G. Ziegler y Nathaniel B. Nichols, conocidos como: reglas de Ziegler-Nichols.

1.5.3.1 Método de respuesta al escalón

El primer método planteado por Ziegler- Nichols, consiste en excitar al sistema con una entrada del tipo escalón unitario y registrar el comportamiento de la salida en lazo abierto. Este método se lo podrá aplicar solo si la gráfica de la salida del sistema corresponde a una curva sigmoideal (forma de S). Como se puede apreciar en la Figura 11-1, sobre la curva de respuesta se traza una recta tangente en el punto de inflexión, la intersección con la recta $c(t) = K$ da origen a dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . De esta manera el comportamiento del sistema se puede representar por la función de transferencia:

$$\frac{C(S)}{U(S)} = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}$$

En la tabla 1-1 se muestra la tabla de sintonización de controladores PID que Ziegler-Nichols sugiere para este tipo de sistemas (Ogata, 2010). La función de transferencia del controlador será:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

Tabla 1-1: Regla de Ziegler-Nichols de la curva de reacción

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Fuente: Ogata, 2010

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

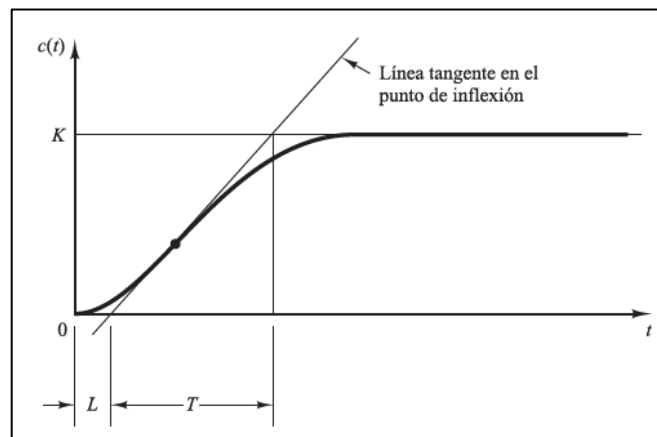


Figura 11-1: Curva de respuesta en forma sigmoideal

Fuente: (Ogata, 2010)

1.5.3.2 Método de oscilación periódica

A diferencia del método anterior, el método de oscilación periódica se lo implementa con una planta en lazo cerrado y que además sea estable, sobre la cual se varía la ganancia desde un valor pequeño hasta que en la salida se observe una oscilación sostenida y periódica, como se muestra en la Figura 12-1. En este punto se registra la ganancia crítica K_{cr} y el periodo de oscilación P_{cr} . Si para todos los valores posibles de la ganancia variable K_p no se logra una oscilación sostenida y periódica el sistema no se puede sintonizar por este método.

La Tabla 2-1, resume los parámetros de partida para la sintonización de un controlador PID obtenida por Ziegler-Nichols, de manera experimental en términos de K_{cr} y P_{cr} . Una desventaja de este método radica en el hecho de que al incrementar la ganancia del sistema hasta un punto crítico se estresa el sistema, además de llegar al borde de la inestabilidad.

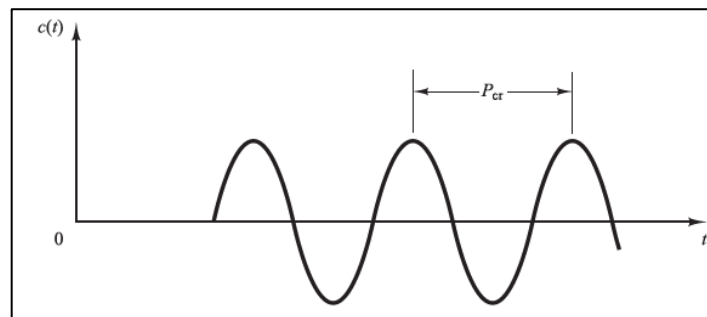


Figura 12-1: Oscilación sostenida con periodo P_{cr}
Fuente: (Ogata, 2010)

Tabla 2-1: Regla de Ziegler-Nichols de la oscilación periódica

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45 K_{cr}$	$\frac{1}{1.2} P_{cr}$	0
PID	$0.6 K_{cr}$	$0.5 P_{cr}$	$0.125 P_{cr}$

Fuente: Ogata, 2010

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

1.6 Microcontroladores

Un microcontrolador es un dispositivo que incorpora las mismas características de un microprocesador (interrupciones, memoria, unidad central de procesamiento, contadores, etc), con la diferencia que este último posee hardware para comunicarse con el exterior. Por ello, en la actualidad suele ser el núcleo de sofisticados sistemas embebidos como: controladores de manejo

de energía, controladores de vuelo en vehículos no tripulados (Drone), ECU's en sistemas automotrices, etc (Toulson, y otros, 2017).

Un microcontrolador procesa instrucciones programadas por el usuario a través de la unidad central de procesamiento (CPU), los CPU suelen clasificarse de acuerdo a la longitud de procesamiento de la palabra (4 bits, 8 bits, 16 bits, 32 bits, 64 bits). De acuerdo a esto lo ideal para un sistema embebido sería que use una CPU de 64 bits, sin embargo mientras más bits se procesen en cada ciclo, habrá un mayor consumo. En la actualidad con microcontroladores de 8 bits se maneja bastante bien la mayoría de aplicaciones (Xiao, 2018).

El microcontrolador maneja instrucciones programadas por el usuario en binario. Desarrollar un programa de este tipo en binario es prácticamente imposible, por lo que se crean los lenguajes de programación. El lenguaje ensamblador es de bajo nivel, permite trabajar de manera más directa sobre los recursos del CPU por lo que se logra una ejecución muy rápida y eficiente. La elaboración del conjunto de instrucciones es a través de mnemónicos, más los bits de datos que debe acompañar. En programas grandes es muy fácil cometer errores y difícil de encontrarlos. (Toulson, y otros, 2017). Otra opción al momento de programar microcontroladores es usar un lenguaje de alto nivel (C, java, python), que decodifica y convierte en código binario para ser grabadas en la memoria del mismo.

1.6.1 Convertidor analógico digital (ADC)

Los procesos en el mundo real producen señales analógicas, que varían constantemente en un periodo de tiempo. En circuitos completamente analógicos se utiliza estas señales para tomar decisiones sobre algún proceso, no obstante es complicado almacenar, comparar, recuperar estos valores. Por otra parte los microcontroladores en la actualidad poseen una gran cantidad de memoria para almacenar valores analógicos cuantificados, ya sea de manera temporal o definitiva (Coughlin, y otros, 2000).

El mundo que rodea a los sistemas embebidos es en gran medida analógicos, así como la mayoría de sensores de temperatura, sonido, aceleración, etc. Tienen salida analógica. Sin embargo es primordial que un microcontrolador tenga estas señales de forma digital. Aquí es donde surge la necesidad de incorporar el convertidor analógico digital (ADC) en el hardware de un microcontrolador. (Toulson, y otros, 2017)

Un ADC es un circuito electrónico cuya salida digital es proporcional a su entrada analógica, de manera que mide el voltaje aplicado en su entrada y entrega un valor digital proporcional a su

tamaño. El convertidor ADC puede formar parte de otro sistema más grande conocido como sistema de adquisición de datos, como el que se muestra en la Figura 13.1. El convertidor está controlado por un computador, el cual efectúa la conversión del valor analógico en un tiempo finito, generalmente en unos cuantos microsegundos o menos, esto dependerá de la frecuencia de reloj a la que opera el microprocesador y de las restricciones con las que se configure el ADC. El convertidor compara el voltaje presente en la entrada con el voltaje de una fuente muy precisa y obtiene el valor cuantificado que luego es almacenado en un espacio de memoria dedicado. (Xiao, 2018)

Existen aplicaciones en las cuales es necesario medir más de una señal analógica, por lo que se podría usar más de un ADC, sin embargo. Esto incrementaría el tamaño del microcontrolador. En cambio en la práctica habitual lo que se hace es implementar un multiplexor analógico antes del ADC, de manera que si se leen lo suficientemente rápido las señales multiplexadas es como si se estuviera convirtiendo por separado. (Toulson, y otros, 2017)

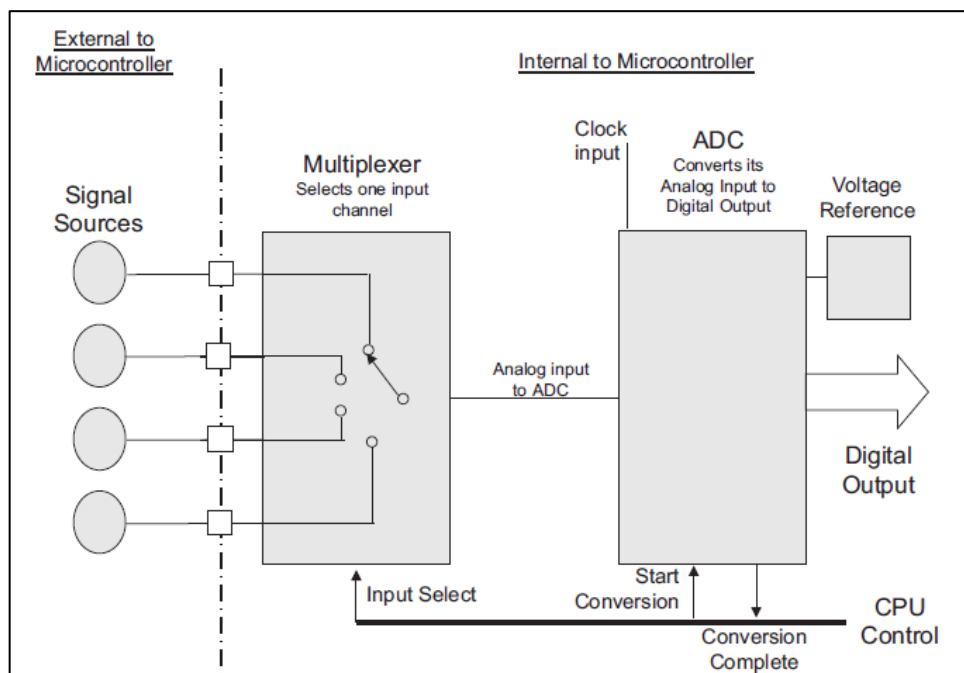


Figura 13-1: Sistema de adquisición de datos basado en un ADC multiplexado
Fuente: (Toulson, y otros, 2017)

El valor cuantificado por un ADC suele representarse mediante la siguiente ecuación:

$$D = \frac{V_i}{V_r} \times 2^n$$

Donde, V_i es el voltaje de entrada; V_r es el voltaje de referencia; D es el valor digital cuantificado; n es el número de bits a la salida del convertidor. El resultado de un convertidor siempre será un número entero D, ya que internamente realiza una operación de redondeo o truncado. El valor

mínimo a medir suele ser cero, así como el valor máximo es el voltaje de referencia, si el voltaje de entrada supera el voltaje de referencia generalmente se realiza un recorte. (Toulson, y otros, 2017).

La resolución es la medida de la precisión con la que un ADC puede convertir y representar un voltaje de entrada dado. La calidad de un ADC suele medirse de acuerdo al número de bits que posee, mientras más bits tengan, su lectura será más fina, no obstante esto incrementa inevitablemente el tiempo de conversión así como el tiempo de procesamiento. Comúnmente se encuentran en el mercado microcontroladores con ADC de 8, 10,12 y 16 bits. La resolución del ADC dependerá de la aplicación. Si por ejemplo se desea muestrear señales de audio o video se debe tener en cuenta que estas cambian a una frecuencia muy alta, en cambio si se va a medir el voltaje de una batería no es necesario una conversión muy precisa.

1.6.2 Interfaz de Comunicación

Es bien sabido que en los sistemas embebidos existe una gran necesidad de mover datos de un lugar a otro, por ello los microcontroladores incorporan a nivel de hardware varias interfaces de comunicación con el mundo exterior. Entre las más usadas se encuentra la comunicación serial. El propósito de esta interfaz de comunicación así como de otras es la de brindar la posibilidad de interactuar con otros microcontroladores, sensores, actuadores o incluso con un computador. La comunicación UART posee con las siguientes características:

- Tanto el transmisor como el receptor debe tener la misma tasa de transferencia (Baud rate), de manera se elimina la necesidad de generar una señal de reloj como en la comunicación síncrona.
- Cada byte o palabra está enmarcada con un bit de inicio y un bit de parada. Esto permite iniciar la sincronización antes que los datos comiencen a fluir.

La interfaz de comunicación serial UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) utiliza dos conexiones para transmitir y recibir datos (modo half-duplex), acompañado de una referencia a tierra. No obstante se puede utilizar algún método de aislamiento para eliminar este lazo a tierra.

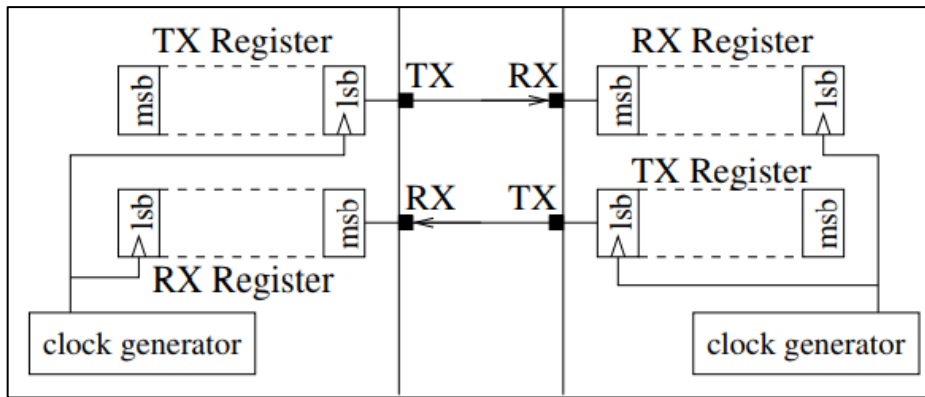


Figura 14-1: Estructura Básica del Módulo UART
Fuente: (Gunther, Gridling, 2007)

1.6.2.1 Comunicación UART aislada ópticamente

En la industria es muy común encontrar aplicaciones en las que se trabaja con voltajes relativamente altos que pueden ser peligrosos tanto para el ser humano, como a los equipos involucrados. El aislamiento galvánico tiene el objetivo de proporcionar una barrera dieléctrica entre dos etapas de un sistema, también se usa para eliminar lazos de tierra. Específicamente en el campo de las comunicaciones industriales se usa el aislamiento óptico.

El opto acoplador es un dispositivo electrónico que provee una barrera de aislamiento eléctrico a través de un transmisor que no es más que un led infrarrojo y el receptor es un foto transistor. Se usa un opto acoplador por cada canal de comunicación. En la figura 15-1 se muestra el diagrama esquemático de un opto acoplador (6n137), para su implementación basta conectar una resistencia en el led infrarrojo de la entrada para limitar la corriente y una resistencia en el colector del receptor.

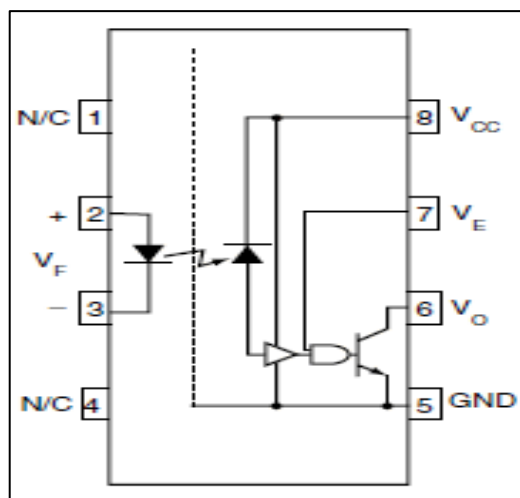


Figura 15-1: Esquemático del opto acoplador.
Fuente: On semiconductor, 2020

1.6.3 Modulación por ancho de pulso (PWM)

En el mundo de la electrónica es indispensable dosificar la energía entregada a un actuador o carga, esto se lo puede hacer a través de la modulación por ancho de pulso. En la figura 16-1, se puede apreciar una señal cuadrada con el pulso en alto desde un tiempo pequeño hasta un tiempo en alto cercano al 100%, además del valor promedio de la señal en cada caso. De aquí se concluye que mientras mayor sea el tiempo en alto de la señal cuadrada, mayor será el valor promedio de la señal y en consecuencia se entregara más cantidad de energía a la carga.

Una de las herramientas indispensables en los microcontroladores desde sus inicios hasta la actualidad son los contadores o timer. La señal de entrada de un contador puede ser un tren de pulso de una señal externa, o también el reloj interno del microcontrolador. Los contadores tienen múltiples aplicaciones entre las comunes destacan la medición de tiempo, interrupciones internas y sobretodo la generación de una señal cuadrada conocida como la modulación por ancho de pulso. El contador se desborda (regresa a cero) una vez que ha superado su valor máximo, comúnmente existen de 10, 12 o 16 bits. La señal PWM en un microcontrolador se genera a partir de una comparación entre un contador ascendente o descendente y un límite establecido previamente. La salida del PWM se mantiene en alto mientras el contador no supere el límite acordado, inmediatamente después de que el contador supere este límite la salida cambia ha estado bajo hasta la siguiente comparación.

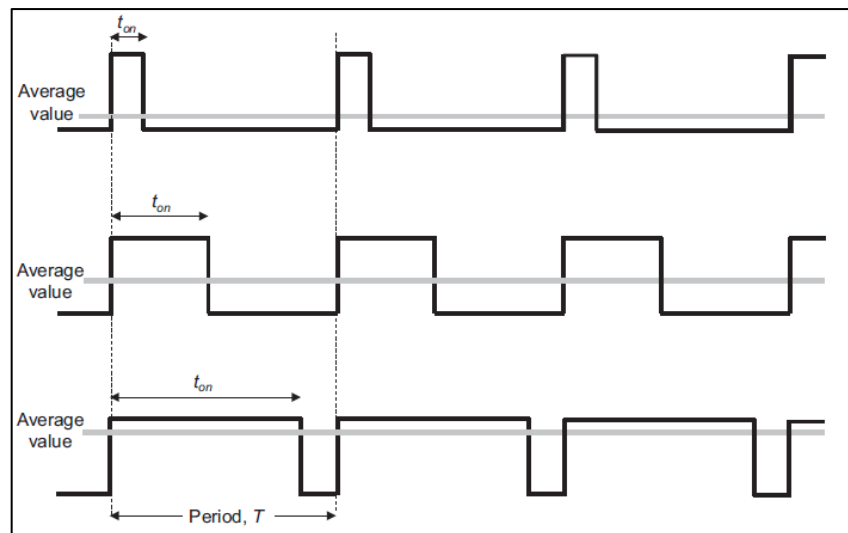


Figura 16-1: Modulación por ancho de pulso

Fuente: (Toulson, y otros, 2017)

1.7 Medición de voltaje

El voltaje es la cantidad de trabajo ejercido por un campo eléctrico para producir un flujo de electrones entre dos puntos del circuito, expresado en voltios. La medición manual de esta magnitud física se la realiza con ayuda de instrumentos conocidos como voltímetros, que sin problemas pueden detectar voltajes de hasta los 1000V. En cambio en el caso de que se requiera almacenar los datos medidos de forma automática se recurre a equipos sofisticados de adquisición de datos. Generalmente trabajan en un rango de operación de $\pm 10V$, una manera de evitar esta limitación es añadir un circuito divisor de voltaje en la entrada (Corporation, 2012).

En la actualidad la gran mayoría de sistemas de adquisición de datos pueden medir voltajes no superiores a los 10v de manera que para medir tensiones superiores a este valor de tensión se suele usar un divisor resistivo como atenuador. Al conectar el equipo de adquisición de datos a la fuente se puede producir un efecto de carga en el divisor de tensión por lo que es necesario aislar eléctricamente estas dos etapas. La figura 17-1, muestra un ejemplo típico de un divisor de tensión como atenuador de entrada, los amplificadores A y B están en modo seguidor de tensión (buffer), eliminando el efecto de carga que podría generarse, el amplificador C se encarga de medir el voltaje diferencial de la salida de estos dos. De manera que el lazo a tierra se elimina, inclusive se puede medir corriente alterna de forma segura con esta configuración (Corporation, 2012).

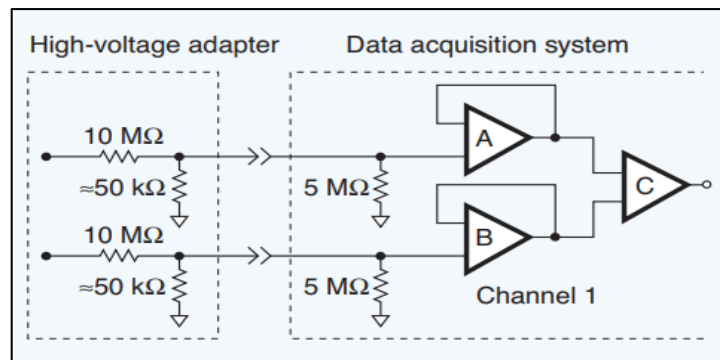


Figura 17-1: Sistema de adquisición de datos con atenuación
Fuente: (Corporation, 2012)

1.8 Sensores y medidores de Corriente

La corriente eléctrica se puede definir como el flujo de electrones que circula por un circuito cerrado y su unidad de medida es el amperio. En los equipos actuales se mide la corriente eléctrica con el fin de detectar sobrecargas o corrientes excesivas, manejo eficiente de energía, etc.

Dependiendo de la cantidad de corriente que se mida (uA hasta kA) se aplicará el método de medición adecuado.

La corriente eléctrica se puede medir mediante un sensor de efecto hall, el mismo que detecta el flujo magnético presente en un conductor energizado. Los sensores de corriente basados en el efecto hall son capaces de medir corrientes grandes, con la ventaja de que no son invasivos, pero pueden llegar a ser caros y ocupar gran espacio. Si la corriente a medir es AC, uno de los métodos más utilizados es mediante un transformador (pinzas amperimétricas), su funcionamiento se basa en la inducción electromagnética del transformador. Se puede decir que un transformador de corriente es un medio transformador porque posee únicamente el secundario, mientras que el primario es el conductor por el cual fluye una corriente eléctrica.

Si la corriente a medir es pequeña, se utiliza una resistencia de un valor conocido en serie con la carga (resistencia shunt), este método de medición se basa en la ley de ohm que dice que la tensión en un resistor es directamente proporcional a la corriente que fluye a través de él ($v = iR$), de esta manera, se puede medir corriente AC o DC. El valor óhmico de la resistencia en derivación suele ser muy pequeño (en el orden de los miliohms) para que no incida demasiado en el flujo de la corriente, el voltaje producido también es muy pequeño, razón por la cual es necesario una etapa de amplificación antes de llevar la señal a un ADC, o un microcontrolador. En el mercado existen circuitos integrados que amplifican este pequeño voltaje sin la necesidad de incorporar muchos elementos externos, su principio de funcionamiento se basa en el amplificador diferencial mostrado en la figura 18-1.

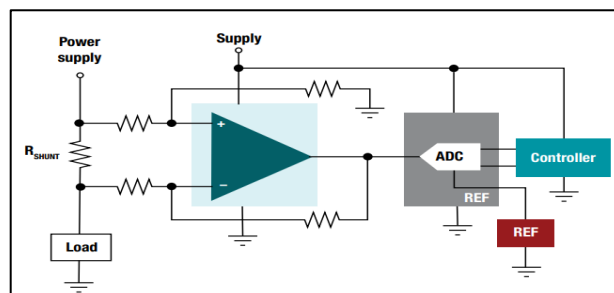


Figura 18-1: Diagrama de conexión del TL431CDR.
Fuente: Texas Instruments, 2020

1.9 Amplificadores Operacionales

Un amplificador operacional es un dispositivo electrónico que se utilizó desde sus inicios para generar operaciones básicas como suma, resta, multiplicación y división entre dos señales. En la actualidad permiten integrar, derivar, incluso resolver ecuaciones diferenciales. En la figura 19-

1, se muestra un amplificador operacional básico. Consta de una entrada inversora (-) una entrada no inversora (+) y una salida. Se alimentan con voltaje positivo y negativo, aunque esto no es regla, depende de las especificaciones del fabricante.

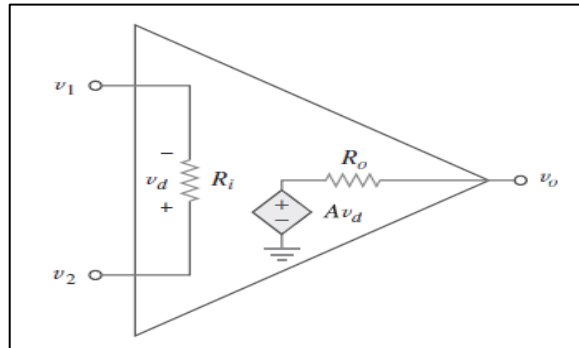


Figura 19-1: Modelo equivalente de un opamp
Fuente: (Alexander, y otros, 2006)

El amplificador operacional es un amplificador de muy alta ganancia, con una impedancia de entrada muy alta, y una baja impedancia de salida idealmente. El objetivo de este dispositivo es producir operaciones matemáticas entre señales con una precisión relativamente alta dependiendo únicamente de componentes pasivos como resistencias, condensadores o inductores. Teóricamente se suele decir que existe una conexión virtual entre los terminales de entrada, no obstante siempre existe un pequeño voltaje en amplificadores operacionales reales. De acuerdo al circuito de la figura 19-1, se representa la impedancia de entrada por R_i y la impedancia de salida por R_o , resultando así la tensión diferencial v_d (Alexander, y otros, 2006):

$$v_d = v_2 - v_1$$

Donde v_2 es el voltaje en la entrada no inversora y v_1 es la tensión en la terminal inversora. Como el amplificador operacional es una fuente controlada por tensión, el voltaje de salida será:

$$v_o = Av_d = A(v_2 - v_1)$$

A esta expresión se la conoce como ganancia en lazo abierto.

1.9.1 Amplificador no inversor

La retroalimentación negativa se obtiene al conectar la salida con la entrada no inversora, esta configuración hace que la ganancia de lazo cerrado sea independiente de la ganancia en lazo cerrado (Alexander, y otros, 2006). En la figura 20-1, se muestra un amplificador operacional en modo no inversor. Teniendo en cuenta que la tensión v_1 será la misma que v_2 , se obtiene una expresión que relaciona la tensión salida v_o y la entrada v_i .

$$i_1 = i_2$$

$$i_1 = \frac{0 - v_i}{R_1}; \quad i_2 = \frac{v_i - v_o}{R_f}$$

$$-\frac{v_i}{R_1} = \frac{v_i - v_o}{R_f}$$

$$v_o = v_i \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$$

En el caso de que los resistores tomen los valores de $R_f = 0$ (corto circuito) y $R_1 = \infty$ (circuito abierto), la tensión de salida será la misma de la entrada ($v_o = v_i$), a esta configuración se la conoce como seguidor de tensión o buffer. Su principal característica es que tiene una impedancia de entrada muy alta. Por tanto, se lo utiliza para eliminar el efecto de carga entre etapas.

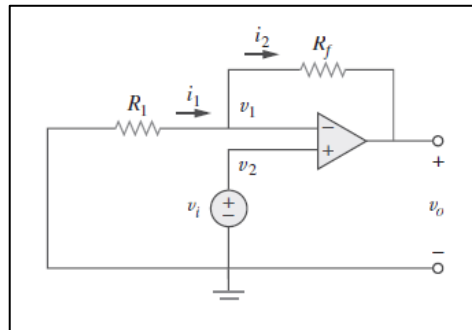


Figura 20-1: Amplificador no inversor
Fuente: (Alexander, y otros, 2006)

1.9.2 Amplificador en modo diferencial

El amplificador diferencial se usa en aplicaciones en las que se necesita restar dos señales además de amplificar este resultado. Es una aplicación más de la retroalimentación negativa como se puede ver en la figura 21-1, la tensión $v_a = v_b$ por el principio de corto circuito virtual, entonces:

$$\frac{v_1 - v_a}{R_1} = \frac{v_a - v_o}{R_2}$$

Aplicando un divisor de tensión entre las resistencias R_3 y R_4 :

$$v_b = v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Asumiendo que $R_1/R_2 = R_3/R_4$, el amplificador operacional se rige por la siguiente expresión:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

La ganancia depende de la razón entre R_2 y R_1 . Una desventaja de esta topología es la baja impedancia en la entrada, una solución a este problema es implementar un seguidor de tensión (buffer) a v_1 y v_2 .

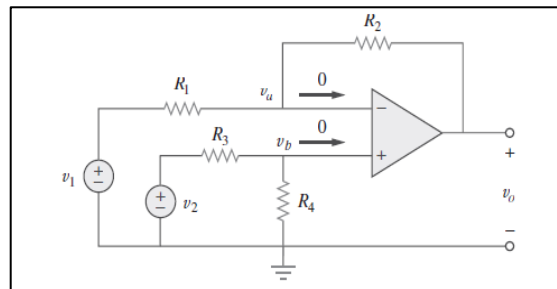


Figura 21-1: Amplificador diferencial
Fuente: (Alexander, y otros, 2006)

1.10 Software de desarrollo

Un dispositivo tecnológico basado en un sistema embebido actualmente cuenta con más de un conjunto de instrucciones para un fin determinado (algoritmo), generalmente un sistema embebido solo tiene una unidad central de procesamiento, la cual se encarga de ejecutar las instrucciones a nivel máquina y algunos periféricos, pero cuando debe tomar acciones dependiendo de las decisiones de un usuario se incorpora un elemento adicional que se conoce como interfaz de usuario. La misma que tiene como función, brindar una comunicación entre el CPU (microcontrolador) y el usuario, de manera que sea entendible para las dos partes involucradas. A lo largo de este apartado se describen algunos entornos de desarrollo que sirven para crear la interfaz de usuario y el firmware de un sistema embebido.

1.10.1 Qt Creator

Qt creator es un entorno de desarrollo integrado (IDE), que involucra un conjunto de desarrollo de proyectos informáticos en todas las fases. Desde que se ejecuta instrucciones desde una consola de comandos, hasta la creación final de una interfaz de usuario. Es un lenguaje multiplataforma basado en el standard c++, en la que participan tanto desarrolladores de su empresa creadora (Nokia) como la comunidad en general. Todo esto por ser un lenguaje de código abierto.

Uno de los paquetes más conocidos de esta importante firma de desarrollo de software es PyQt, la cual se hizo muy famosa por ser la principal herramienta de desarrollo en sistemas embebidos basados en computadores de una sola tarjeta como: Raspberry pi, Intel Edison, entre otras.

1.10.1.1 Qt widgets application

Una opción para crear interfaces de usuario clásicas donde intervienen una sola ventana principal en Windows se conoce como Qt widgets application. En esta división de Qt Creator se crean aplicaciones desde un entorno gráfico, en lo que tiene que ver con el panel frontal (front end). De la misma manera permite crear funciones de los objetos que intervienen en el panel frontal (Botones, cuadros de texto, cuadros de selección, etc).

1.10.1.2 QCustomPlot

QCustomPlot es una biblioteca para Qt creator que permite la creación de trazados, gráficos y cuadros de excelente calidad en 2D. Además ofrece una muy buena respuesta en cuanto a lo que tiene que ver con graficas en tiempo real. Por si fuera poco QCustomPlot permite exportar las gráficas trazadas en formato PNG, JPG y BPM. Si lo que se quiere mostrar es datos recibidos por el puerto serial es la mejor opción, teniendo en cuenta que es de código abierto y se encuentra muy bien documentada.

Para agregar una gráfica QCustomPlot en cualquier interfaz (Qt Widgets Application) de usuario basta con descargar los ficheros QCustomPlot.ccp y QCustomPlot.ccp.h del sitio web del fundador y agregarlo a la carpeta de archivos del proyecto en Qt Creator. Una vez agregada, es relativamente fácil echar a andar una interfaz con una gráfica de este tipo basándose en uno de los muchos tutoriales existentes.

1.10.2 STM32CubeMX

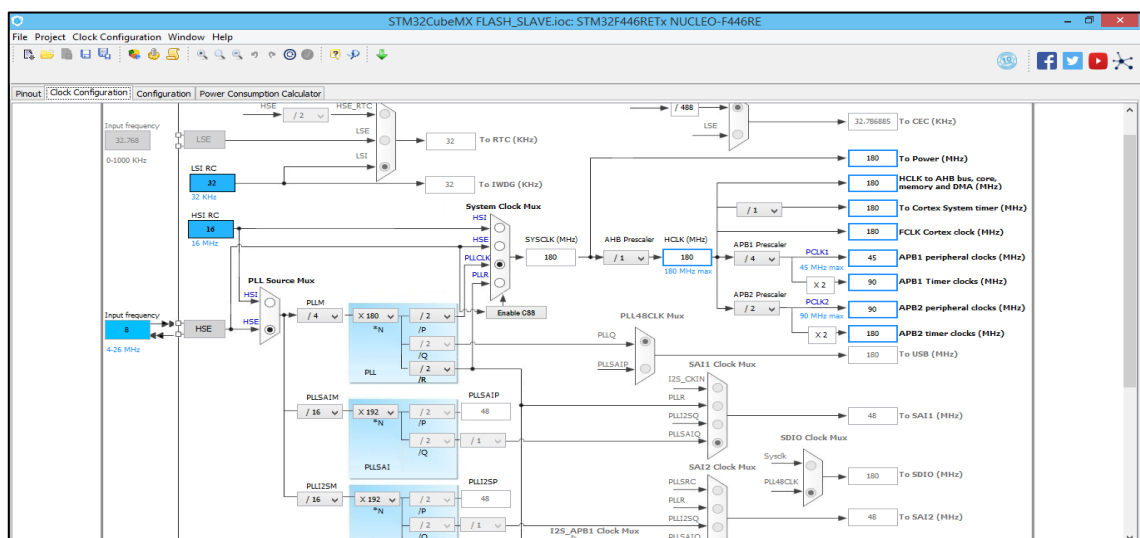


Figura 22-1: Configuración de reloj en la interfaz de desarrollo de STM32CubeMx
Fuente: ST-Microelectronics, 2020

En el mundo de los sistemas embebidos basados en núcleos del tipo ARM y en general de cualquier microcontrolador con múltiples buses de periféricos es necesario un amplio conocimiento de la arquitectura interna del mismo, así como de todos los registros de configuración proporcionados por el fabricante como: velocidad de reloj, velocidad de comunicación de las interfaces de comunicación (I2C, UART, SPI), frecuencia de PWM, velocidad de muestreo en ADC, etc.

STM32CubeMX, es un entorno gráfico de generación un código base para la programación de núcleos de STM32. Como se puede ver en la figura 22-1, se puede configurar la frecuencia de reloj de todos los periféricos conectados a cada bus, para esto basta con leer la hoja de datos o la arquitectura del microcontrolador proporcionada por el fabricante. En el caso de la figura 22-1, la frecuencia de reloj máxima soportada por el microcontrolador STM32F446RE es de 180Mhz, los cuales se asignan 90Mhz para los timer del bus APB1 y parte del APB2, sin embargo ora parte del bus APB2 puede operar a 180Mhz, lo cual lo vuelve una gran opción para generar un PWM de alta resolución y frecuencia variable.

1.10.3 Arm Keil uVision5

El IDE Arm Keil uvision es un software de desarrollo de código abierto basado en C++, que permite crear programas para microcontroladores basados en núcleo de arm Cortex-M. El proceso de desarrollo de un firmware del microcontrolador puede empezar desde cero con este IDE, o a su vez se puede continuar en base al código generado por el Software STM32CubeMX, todo dependerá de la experticia del programador y del tiempo invertido en el proyecto.

Una de las principales funcionalidades de este entorno de programación para microcontroladores ARM es que cuenta con un modo de depuración que permite ver variables en tiempo real a través de una interfaz Serial Wire Debug del programador externo conocido como St-link desarrollada por arm. La figura 23-1 muestra la interfaz de desarrollo de arm Keil uVision 5, con un ejemplo sencillo de configuración de la frecuencia de reloj del núcleo, frecuencia del sistema SYSCLK, para el parpadeo de un led en la tarjeta STM32F746G-Discovery Kit.

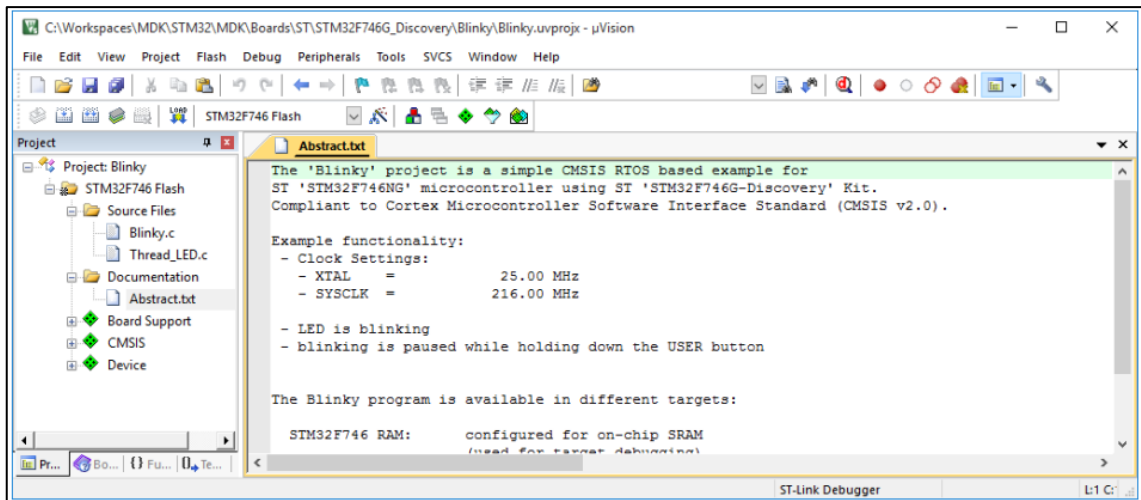


Figura 23-1: Interfaz de desarrollo arm Keil uVision 5
Fuente: ST-Microelectronics, 2020

CAPÍTULO II

2 MARCO METODOLÓGICO

A lo largo de este capítulo se muestran los elementos que intervienen en el diseño de una fuente de alimentación de alto voltaje para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia. El desarrollo de este trabajo se ha dividido por etapas, las mismas que se detallan en cada una de las siguientes secciones, partiendo del establecimiento de requerimientos técnicos y funcionales para fuentes de alto voltaje, conceptualización general del prototipo, diseño y dimensionamiento, desarrollo e implementación, y finalmente pruebas y evaluación. La Figura 1-2 muestra como estas etapas se complementan e interactúan.

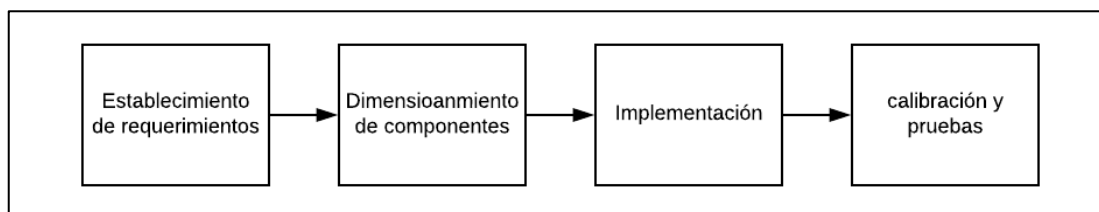


Figura 1-2: Proceso de elaboración del prototipo

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.1 Requerimientos

El diseño del prototipo de fuente de alimentación empieza por establecer requerimientos mínimos de funcionamiento, si bien es cierto en el mercado existen fuentes de alimentación de alto voltaje, se pretende implementar funcionalidades especiales, enfocadas en pruebas de estrés térmico y eléctrico bajo polarización inversa (HTRB) en transistores de potencia. La tabla 1-2, detalla los requerimientos funcionales y técnicos del prototipo

2.2 Concepción general del prototipo

En la Figura 2-2 se muestra el funcionamiento del prototipo de fuente de alimentación de alto voltaje. A través de una interfaz HMI en el computador se puede configurar los parámetros de la prueba. Una tarjeta principal controla y administra los datos de voltaje y corriente medidos en la salida para enviarlos por un puerto serial aislado galvánicamente hacia el computador.

El circuito de control y procesamiento genera una señal de PWM, la misma que es amplificada por un driver de control para conmutar el primario del transformador de alta frecuencia presente en el convertidor del tipo Flyback. De esta manera se logra elevar el voltaje DC fijo en la entrada al voltaje fijado por el usuario a través del HMI en el computador.

Tabla 1-2: Requerimientos del prototipo.

Requerimientos Técnicos	Requerimientos Funcionales
Comunicación aislada galvánicamente con el computador	Configuración de los parámetros de la prueba por medio de una interfaz HMI en el computador
Voltaje de salida regulable hasta 1200V	Visualización y almacenamiento de datos de voltaje y corriente en la salida durante toda la prueba.
Protección de sobre corriente y sobre voltaje	Funcionamiento continuo de hasta 1000h
Medición de tensión y corriente en la salida	Establecimiento del voltaje de prueba en rampa.
Rizado de tensión de salida menor a 1.0%	Limitación de la corriente en la salida para detenimiento de pruebas

Fuente: Toro, Alexander, 2020

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

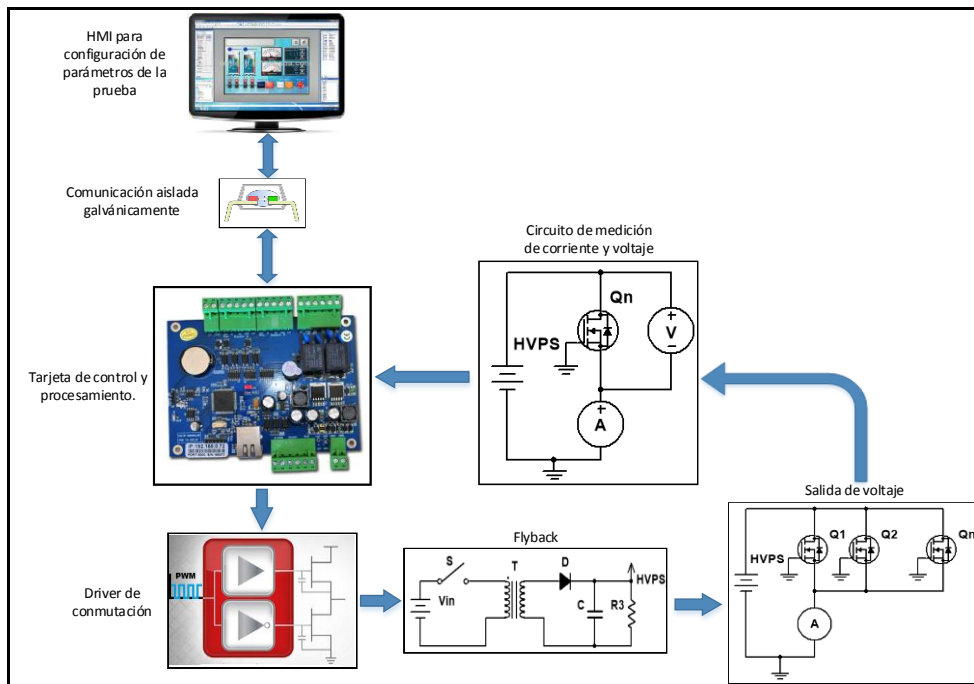


Figura 2-2: Esquema General del prototipo

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.3 Acondicionamiento de la Señal de Tensión de Salida

Teniendo en cuenta que el voltaje máximo de salida de la fuente de alto voltaje es de 1200V y el voltaje máximo que soporta el convertidor analógico digital (ADC) del microcontrolador es de

3.3V, es necesario atenuar este voltaje. Para esto se recurre a un divisor de tensión resistivo. En la figura 3-2, se muestra el esquema de las etapas del circuito de atenuación de voltaje.

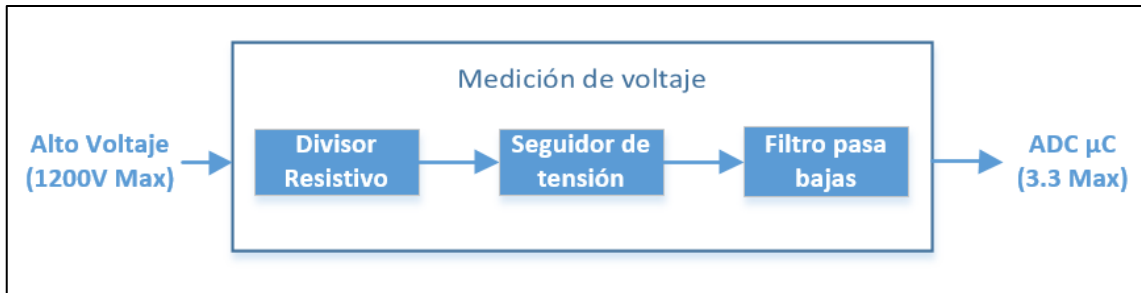


Figura 3-2: Esquema de acondicionamiento del voltaje de salida
Realizado por: (Toro Alexander, 2020)

El divisor resistivo consumirá potencia de la salida del convertidor Flyback, por tanto se puede iniciar el diseño asumiendo una potencia que no represente una pérdida considerable ($P_m = 50mW$).

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

$$R = \frac{V_o^2}{P_m} = \frac{1300^2}{50mW} = 28.8M\Omega$$

Por tanto el divisor resistivo debe tener una resistencia equivalente mayor a $28.8M\Omega$. Adicionalmente se implementan varias resistencias en serie con el fin de incrementar el aislamiento dieléctrico y evitar que el aire pueda ionizarse, produciendo un arco eléctrico.

El divisor resistivo viene dado por:

$$V_{Aadc} = \frac{V_o R_2}{R_1 + R_2}$$

De acuerdo a la disponibilidad del mercado, se implementa el divisor resistivo con: $R_1 = 35.5M\Omega$ y $R_2 = 94K\Omega$. Como se muestra en la figura 4-2, $R_1 = R_7 + R_8 + R_9 + R_{10} + R_{11}$ y $R_2 = R_{12} + R_{13}$.

$$V_{Aadc} = \frac{1200(94K\Omega)}{35.5M\Omega + 94K\Omega} = 3.17V$$

El seguidor de tensión basado en el amplificador operacional MCP6004 es una manera de incrementar la impedancia luego del divisor resistivo.

Se implementa un filtro pasa bajas luego del seguidor de tensión para eliminar cualquier ruido eléctrico generado por el transformador de alta frecuencia del convertidor. Se elige una frecuencia de corte $f_c > 25Hz$. De acuerdo a la disponibilidad de materiales se implementa el filtro RC con $R_2 = 100K\Omega$ y $C_2 = 47nF$. Para eliminar algún efecto de carga luego del filtro se implementa un seguidor de tensión con el CI MCP6004.

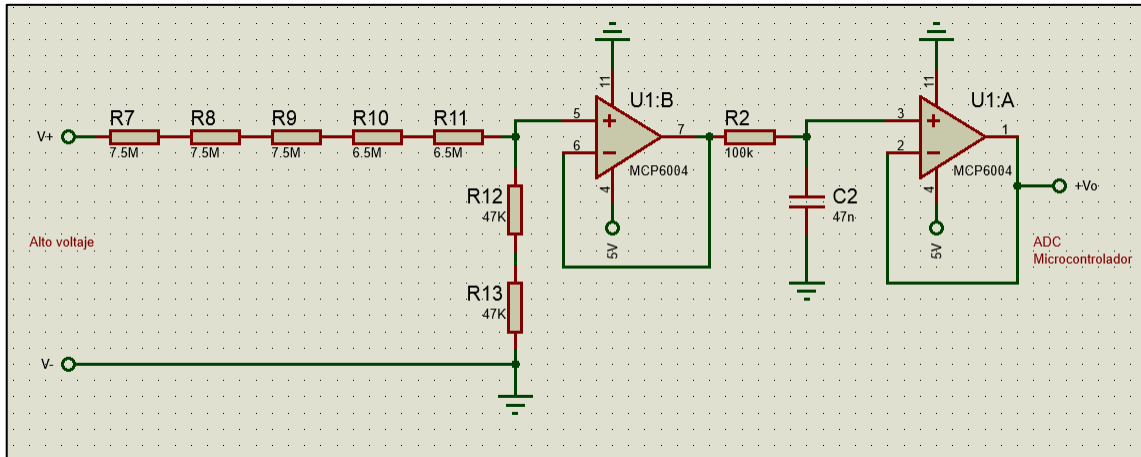


Figura 4-2: Acondicionamiento de la señal de voltaje.
Realizado por: (Toro Alexander, 2020)

2.4 Acondicionamiento de la Señal de Corriente de Salida

Al circular una corriente por un resistor de valor óhmico conocido, se produce una diferencia de potencial entre sus terminales. Esta diferencia de potencial se mide con el fin de determinar la cantidad de corriente circulante por una carga.

La medición de corriente se la realiza a través de la caída de tensión producida por una resistencia conocida como shunt o derivación. El voltaje que se produce en la resistencia es muy pequeño como para que sea medido directamente por el ADC de un microcontrolador por lo que se implementa un amplificador en modo diferencial, si bien es cierto existen circuitos integrados dedicados al acondicionamiento de resistencias en derivación se escoge la implementación con el amplificador operacional MCP6004 y un arreglo de resistencias para alargar el espacio dieléctrico entre la salida del convertidor y los dispositivos electrónicos involucrados.

En el mercado existe una gran variedad de resistencias de derivación, los parámetros que se toman en cuenta para el dimensionamiento de la misma son: potencia disipada, valor óhmico y tolerancia. Teniendo en cuenta que la potencia máxima que podría entregar la fuente es de 10W entonces la corriente máxima será 8.33mA. La corriente a medir es relativamente baja se procede

a escoger una resistencia de 2.2Ω y de $2W$. La potencia disipada por la resistencia a plena carga será:

$$P = I^2R = (8.33mA)^2 2.2\Omega = 152.66\mu W$$

La caída de tensión en la resistencia es:

$$V_{Shunt} = (8.33mA)(2.2)$$

$$V_{Shunt} = 18.33mV$$

Si la tensión máxima admisible por el convertidor ADC es de $3.3V$, es necesaria una ganancia de:

$$V_{Shunt} * x = 3.2V$$

$$x = \frac{3.2V}{V_{Shunt}} = \frac{3.2V}{18.33mV} = 174.58$$

Como se puede ver en la figura 5-2. La ganancia antes mencionada se divide en dos etapas, con el amplificador diferencial y un amplificador no inversor. En el primer caso se implementa una ganancia de 15, de manera que $R_{18} = R_{19} = 150K\Omega$ y $R_{17} = R_4 = 10K\Omega$.

$$v_o = \frac{150K\Omega}{10K\Omega} (v_2 - v_1) = 15(v_2 - v_1)$$

La ganancia del amplificador no inversor debe ser de 11.638, por tanto:

$$R_{16} = 10K\Omega; R_{20} = 680\Omega; R_{15} = 1K\Omega;$$

$$v_o = v_i \left(1 + \frac{10K\Omega + 680\Omega}{1K\Omega} \right)$$

$$v_o = v_i (1 + 10.68)$$

$$v_o = 11.68 v_i$$

Al momento de realizar calibraciones se observa un voltaje de offset no deseable, por lo que se implementa un amplificador diferencial con ganancia unitaria para corregir este inconveniente. Se decide utilizar un potenciómetro de precisión para establecer el voltaje de corrección adecuado.

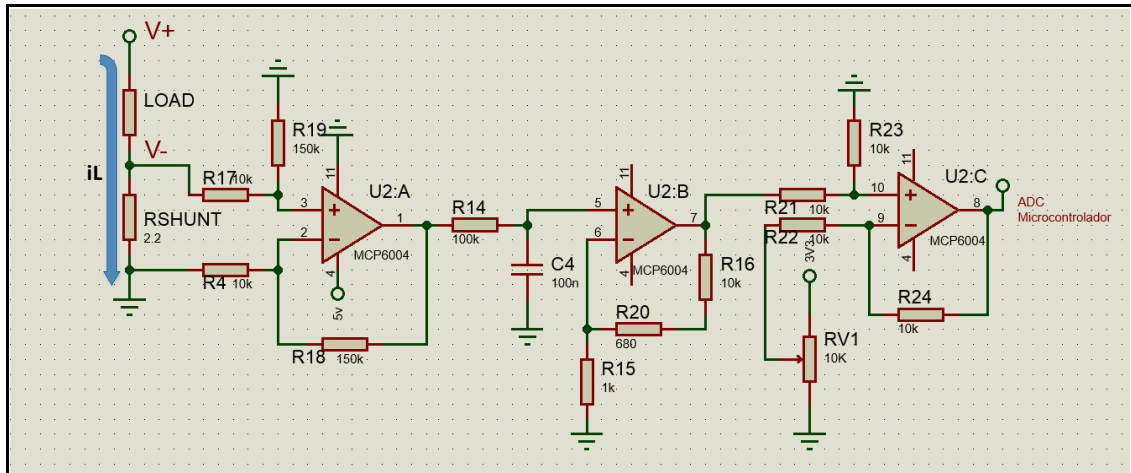


Figura 5-2: Circuito de acondicionamiento de la señal de corriente
 Realizado por: (Toro Alexander, 2020)

2.5 Circuito de conmutación del Convertidor Flyback

La figura 6-2 muestra la etapa de conmutación del convertidor. El transistor Q_3 , recibe la señal PWM aislada ópticamente de la tarjeta de control y procesamiento, de manera que sirve como pre amplificador de esta señal. Las resistencias R_3 y R_1 , se dimensionan con un valor óhmico de $10K\Omega$, de manera que el transistor Q_3 esté en zona de saturación (lo ideal para señales cuadradas).

Como es bien sabido el MOSFET tiene una gran capacidad de conducción a altas frecuencias, pero suelen tener el inconveniente del efecto capacitivo entre la compuerta y fuente, por lo que necesitan un circuito externo que absorba esta carga no deseada. Los transistores Q_5 y Q_6 están en configuración tótem pole. Además que sirven para cambiar el nivel de voltaje de 3.3V de la entrada a los 12V que especifica el fabricante como $V_{GS} \geq 10V$. La resistencia $R_6 = 1M\Omega$, se coloca en el drenaje y tierra para que en ausencia de una señal de entrada el MOSFET no conduzca por error. La corriente que atraviesa el transistor Q_1 se puede determinar de manera aproximada partiendo del hecho que la potencia máxima de salida es de 10W y la fuente de entrada es de 24V, entonces:

$$P_i = P_o$$

$$P_i = V * I$$

$$I_Q = \frac{P_i}{V} = \frac{10W}{24V}$$

$$I_Q > 416.7mA$$

El voltaje de bloqueo V_{DS} se determina mediante:

$$V_Q = V_s + V_o \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_Q = 2V_s = 2(24) = 48V$$

Se escoge el transistor 10N60 por tener $I_{DS} = 10A$ y $V_{DS} = 600V$. Cumpliendo ampliamente los parámetros antes calculados. En el caso de los transistores Q_3 , Q_5 y Q_6 es suficiente con los 2n3904 y 2n3906 porque no necesitan manejar corrientes elevadas. Según el fabricante el MOSFET 10n60 tiene una resistencia de unión al ambiente de $62.5^\circ C/W$, con la potencia antes calculada se podría calcular la temperatura a la que estaría sometido el dispositivo a plena carga, asumiendo que la temperatura ambiente es $25^\circ C$.

$$T_Q = 25^\circ C + 62.5^\circ C(416.7mA)$$

$$T_Q = 51.041^\circ C$$

Podría ser un problema tener la temperatura en el dispositivo a $T_Q = 51.041^\circ C$ por un tiempo prolongado, por lo que se puede implementar un transistor del mismo modelo en paralelo al primero, de manera que la corriente se divida a la mitad. En ese caso la temperatura de los transistores será:

$$T_Q = 25^\circ C + 62.5^\circ C(208.35mA)$$

$$T_Q = 38.021^\circ C$$

En los requerimientos se especifica la protección contra sobre corriente y sobre tensión, de manera que en esta etapa se implementa el actuador de dicha protección, en un apartado siguiente se describe la detección. La protección debe interrumpir el paso de la corriente al transformador así que se decide por suspender la tensión de $V_{GS} = 12V$, con lo que el MOSFET 10n60 se bloqueará inmediatamente.

El C.I. KA78R12 es un regulador lineal de tensión fija ($V_o=12V$), que brinda la posibilidad de desactivar la salida a través de un pin de control, si la tensión entre el pin de control y tierra es menor a 2V se desactiva la tensión de salida. La limitante de reducir drásticamente los 24V de entrada a 12V de salida con este C.I. es la baja potencia que puede disipar (2W con $(V_i - V_o) = 2V$). Si se asume que la corriente que consume el circuito tótem para el manejo del MOSFET de potencia es $I_{S\ 12V} = 100mA$, la potencia será $P = 1.2W$ (cerca del límite).

El regulador lineal Lm317 reduce la tensión de entrada con una retroalimentación de tensión de 1.25V, El mismo que se obtiene de un divisor resistivo de la salida. Si se desea reducir el voltaje de 24V a 14V para alimentar el CI Kia72R12 la potencia disipada por el dispositivo será:

$$P = (V_i - V_o)I_L$$

$$P = (24 - 14)100mA = 1W$$

Según el fabricante el encapsulado disponible en el mercado To-220 tiene una resistencia térmica de unión con el ambiente de 23.5°C/W, asumiendo que la temperatura ambiente es de 25°C, para una potencia de un vatio la temperatura en el dispositivo será:

$$T = 25^\circ C + 23.5^\circ C$$

$$T = 48.5^\circ C$$

Las pruebas de estrés eléctrico pueden durar hasta 1000h, por lo que someter a cualquier dispositivo a una temperatura de 48.5°C o superior, podría acortar la vida útil del mismo o incluso la destrucción total. La solución a este problema es reducir el voltaje con más de un regulador lineal en serie. Por ejemplo, con dos reguladores lineales el voltaje diferencial entre sus terminales será $\Delta V = \frac{24-14}{2} = 5$

$$P = (V_i - V_o) I_L$$

$$P = (5)100mA = 0.5W$$

$$T = 25^\circ C + 0.5(23.5^\circ C) = 36.75^\circ C$$

Acompañado de un disipador el CI Lm317 puede funcionar de manera segura a 36.75°C. El voltaje de salida en relación con R_1 y R_2 (Figura 6.2) viene dado por:

$$V_o = 1.25 \left(1 + \frac{R_8}{R_7} \right)$$

$$R_8 = R_7 \left(\frac{V_o}{1.25} - 1 \right)$$

Asumiendo $R_7 = 330\Omega$.

$$R_8 = 330 \left(\frac{19}{1.25} - 1 \right) = 4.686K\Omega$$

$$R_8 = 4.7K\Omega$$

Comercialmente se dispone $R_8 = 4.7K\Omega$ con lo que la tensión de salida del primer regulador lineal será:

$$V_o = 1.25 \left(1 + \frac{4.7K\Omega}{330} \right)$$

$$V_o = 19.053V$$

Con el proceso análogo al primer regulador lineal se encuentra los valores resistivos para la retroalimentación con $R_9 = 330\Omega$ Y $R_{10} = 3,3K\Omega$.

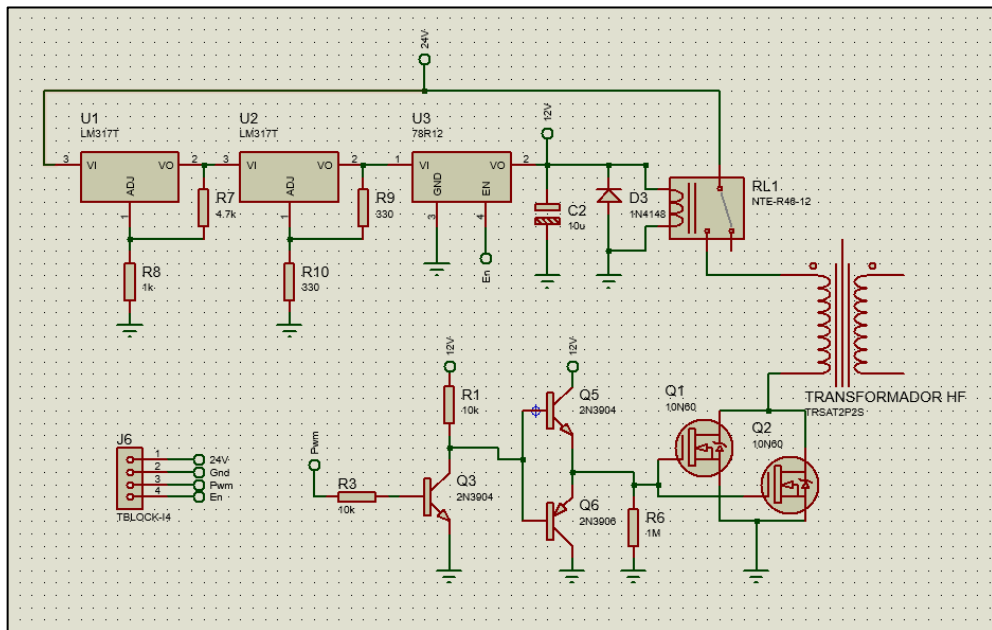


Figura 6-2: Circuito de conmutación
Realizado por: (Toro Alexander, 2020)

2.6 Dimensionamiento del convertidor Flyback

Una de las principales aplicaciones de los convertidores del tipo Flyback es la alimentación de diferentes circuitos en las placas de televisores antiguos con tubo de rayos catódicos. Consta de varios bobinados, entre ellos el bobinado de alto voltaje, mismo que suele estar arriba de los 25KV, la corriente que consume el filamento del ánodo del TRC consume una corriente de 1mA aproximadamente, de manera que se puede afirmar que proporciona una potencia superior a los 25W. Si el tamaño de la pantalla se incrementa, también debe incrementarse el voltaje de salida hasta los 33KV en TV de 22". Además incorporan varios diodos de alto voltaje conectados en serie. La frecuencia de trabajo del transformador de alta frecuencia viene dado por la guía de

mantenimiento y reparación de cada TV, generalmente está entre 15KHz a 48KHz. Teniendo en cuenta, todo lo antes mencionado se decide escoger un transformador Flyback de un Tv LG, Modelo RP-20CA10 (tabla 2-2).

Tabla 2-2: Características del Flyback RP-20CA10.

Parámetro	Valor
Frecuencia	15750Hz
Voltaje de salida	25KV
Potencia	25W

Fuente: Circuit Diagram, 2001

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

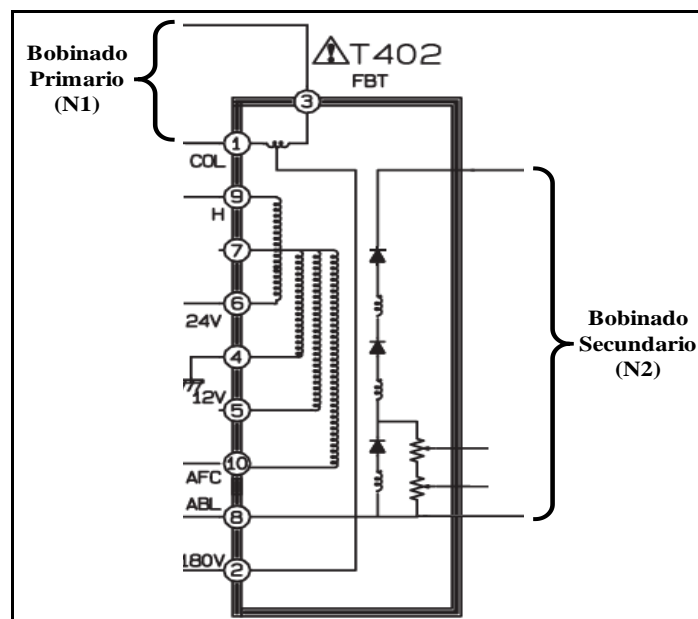


Figura 7-2: Transformador Flyback RP-20CA10

Realizado por: (Toro Alexander, 2020)

El Flyback de televisores suele tener varios bobinados para alimentar otros circuitos auxiliares. En la Figura 7-2, se muestra el diagrama esquemático del Flyback RP-20CA10, donde se diferencia los bobinados primario (bajo voltaje) y secundario (alto Voltaje). Los demás bobinados no se usan.

2.6.1 Dimensionamiento del Filtro de Voltaje de salida

El capacitor se dimensiona en base a un factor de rizo, en este caso es del 0.1%, la frecuencia de trabajo del transformador (17KHz), el ciclo de trabajo y un valor óhmico que se calcula a partir de la potencia definida anteriormente (10W). Cabe mencionar que el capacitor también debe cumplir con la especificación de voltaje máximo a soportar.

$$C = \frac{D}{\frac{\Delta V_o}{V_o} R f}$$

$$P_o = P_i = 10W$$

$$R = \frac{V^2}{P_o} = \frac{(1200V)^2}{10W}$$

$$R = 144K\Omega$$

$$C = \frac{0.75}{(0.01)(144K\Omega)(17KHz)}$$

$$C = 30.64nF$$

Se selecciona un capacitor de 47nF a 2000V, con lo que el rizo de tensión resultante será:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{CRf}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{0.75}{47nF(144K\Omega)(17KHz)}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.065\%$$

2.7 Tarjeta de Control y Procesamiento

Es bien sabido que los equipos electrónicos que trabajan con diferentes niveles de voltaje están separados por etapas, para evitar fallas en los mismos. Más aún, si intervienen voltajes relativamente altos como es el caso del prototipo de fuente de alimentación de alto voltaje. Es por esto que en la tarjeta de control y procesamiento se agrupa todos los elementos de bajo voltaje.

El circuito de procesamiento y control (Figura 8-2) incorpora toda la electrónica de bajo voltaje (5V), con el objetivo de que esté separado de las etapas de alto voltaje. Esta etapa consta de: La comunicación serial con el computador, un botón de paro con el cual el usuario podrá detener la prueba en cualquier momento a nivel de hardware, la señal de voltaje y corriente medidos en la salida a través de un circuito de acondicionamiento, un circuito de protección a través de un comparador de voltaje y la salida al driver de conmutación del Flyback.

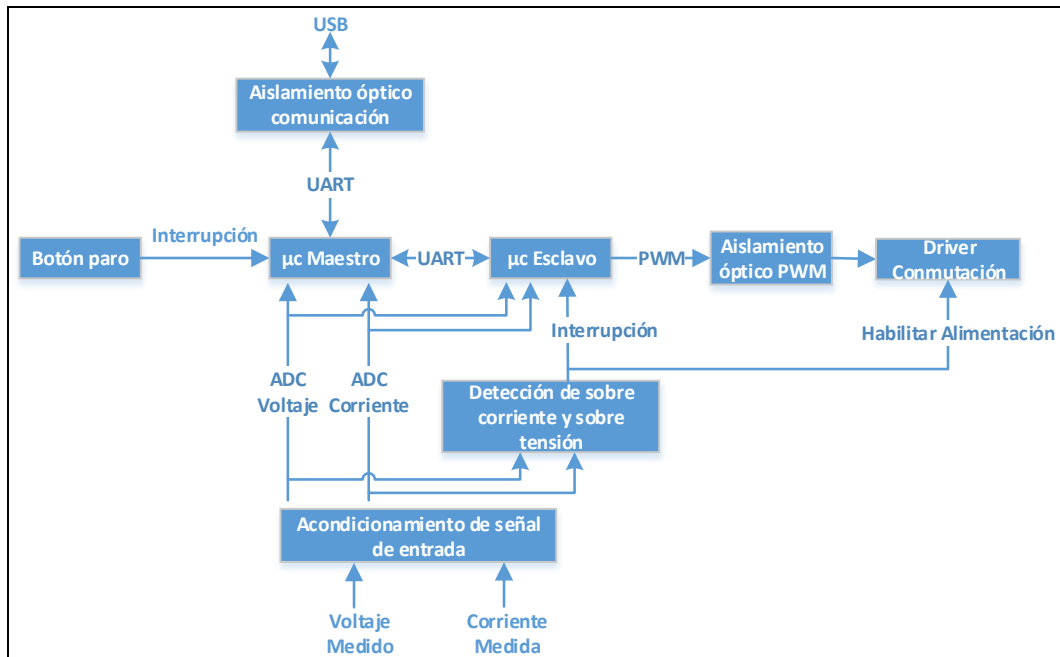


Figura 8-2: Esquema del circuito de procesamiento y control

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.7.1 Aislamiento Óptico

La interfaz de usuario desarrollada en Qt-Creator debe recibir los datos de voltaje y corriente medidos en la salida, durante la prueba HTRB, esto es posible mediante una comunicación serial. Al estar presentes tensiones elevadas en el circuito, se ve la necesidad de aislar galvánicamente la comunicación entre el computador y el prototipo.

En la actualidad existen varios métodos para aislar galvánicamente la comunicación entre dos dispositivos, uno de los más usados, es mediante opto acopladores. El tamaño reducido, consumo de corriente relativamente bajo, tensiones de aislamiento superiores a los 2kV y sobretodo las velocidades de comunicación por encima de los 5Mbaudios.

La gran parte de opto acopladores usados para aislar galvánicamente la comunicación serial usan niveles de voltaje del tipo TTL, por tanto es necesario un convertidor de USB a TTL. En el mercado existen una infinidad de estos dispositivos porque el parámetro a tener en cuenta en la selección del mismo es la velocidad de transmisión de datos. Para mantener una latencia de datos relativamente baja se ha escogido una velocidad de comunicación de 115200 Baudios. En base a esto se escoge el Crius FTDI Basic Breakout USB To TTL, que además posee la opción de escoger el nivel de voltaje de 3.3V o 5V.

El circuito integrado 6N137 de Vishay Semiconductor, es un opto acoplador mono canal, capaz de alcanzar velocidades de transmisión de hasta 10MBd, como se puede ver en la Figura 9-2,

utiliza un LED de 850nm de alta eficiencia, acoplado ópticamente a una puerta lógica integrada de foto detector de muy alta velocidad con una salida transistorizada a colector abierto.

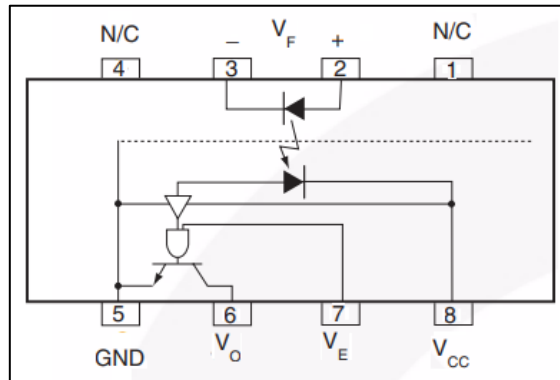


Figura 9-2: Diagrama esquemático del CI 6n137
Fuente: Texas Instruments, 2019

De acuerdo al diagrama de la Figura 9-2 proporcionado por el fabricante, es necesario dimensionar la resistencia del LED con una corriente $I_{LED}=15\text{mA}$. Además de una resistencia de $10\text{K}\Omega$ en el colector para saturar el transistor de salida.

$$I_{LED} = 15\text{mA}$$

$$I_{LED} = \frac{V}{R}$$

$$R = \frac{5}{15\text{mA}}$$

$$R \geq 333\Omega$$

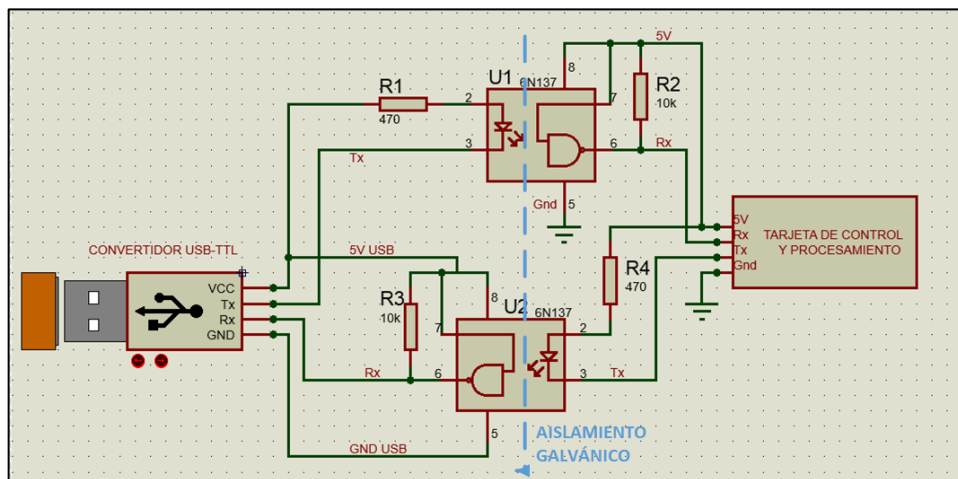


Figura 10-2: Comunicación aislada ópticamente
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

En la figura 10-2 se muestra la conexión del opto acoplador 6n137 para la comunicación serial en conjunto con el convertidor de USB a TTL, cabe mencionar que el 6n137 es mono canal por tanto se usa dos, por ser una comunicación full dúplex.

El 6n137 es un opto acoplador de alta velocidad que se acostumbra a usar en el aislamiento de comunicaciones, no obstante sus características hacen que también sirva para aislar señales cuadradas como PWM. El circuito de aislamiento óptico del PWM también se lo implementa con el 6n137, con los mismos componentes de la figura 10-2, con la diferencia que se utiliza un solo canal.

2.7.2 Acondicionamiento en la Etapa de Baja Potencia

En los apartados 2.3 y 2.4 se mostró el acondicionamiento de la señal de corriente y voltaje en la salida del convertidor, de las cuales se obtiene dos señales que están entre 0 y 3.3V. A pesar que se implementó un circuito en cada caso para incrementar la impedancia de entrada, persiste el inconveniente de unir la tierra del circuito de alto voltaje con la tierra del circuito de bajo voltaje (control y procesamiento). Por lo que se decide incorporar un amplificador en modo diferencial para eliminar el lazo de tierra entre estas etapas.

En ambos casos la ganancia del amplificador diferencial es unitaria por lo que todas las resistencias que involucra este circuito se asigna el valor óhmico de $10K\Omega$. Mientras más componentes existan en un dispositivo es más probable que se introduzcan ruidos eléctricos indeseables, por tanto se agrega un filtro pasa bajas RC, con una frecuencia de corte de $f_c = 33.86Hz$, con un seguidor de tensión para incrementar la impedancia de salida y así eliminar el efecto de carga al conectar el convertidor ADC del microcontrolador (Figura 11-2).

2.7.3 Protección contra sobre tensión y sobre corriente

Los sistemas de detección de fallas en equipos electrónicos suelen funcionar independientemente de sus demás componentes, puede darse el caso de que falle el sistema principal, por lo que el circuito de detección de fallas debe entrar en funcionamiento y proteger la integridad de los dispositivos, así como del usuario. En el caso del prototipo de fuente de alimentación de alto voltaje se implementa una protección de sobre tensión y sobre corriente.

La Figura 12-2, muestra el circuito de detección de sobre corriente y sobre tensión. En el apartado 2.7.2 se analizó el acondicionamiento de señal de entrada en la tarjeta de control y procesamiento, con las señales acondicionadas se implementa un comparador en cada señal basado en el amplificador operacional MCP6024. Si se sobrepasa la tensión en cualquiera de los potenciómetros de precisión RV1 o RV2, el condicional OR formado por los transistores Q1 y Q2 activa el circuito de enclavamiento, suspendiendo la alimentación del driver de conmutación

y activando la interrupción en el microcontrolador. Estado en el que se mantiene hasta que se retire la alimentación de todo el circuito. De esta manera si el microcontrolador falla en la extinción del PWM, se desactiva la alimentación del driver de conmutación.

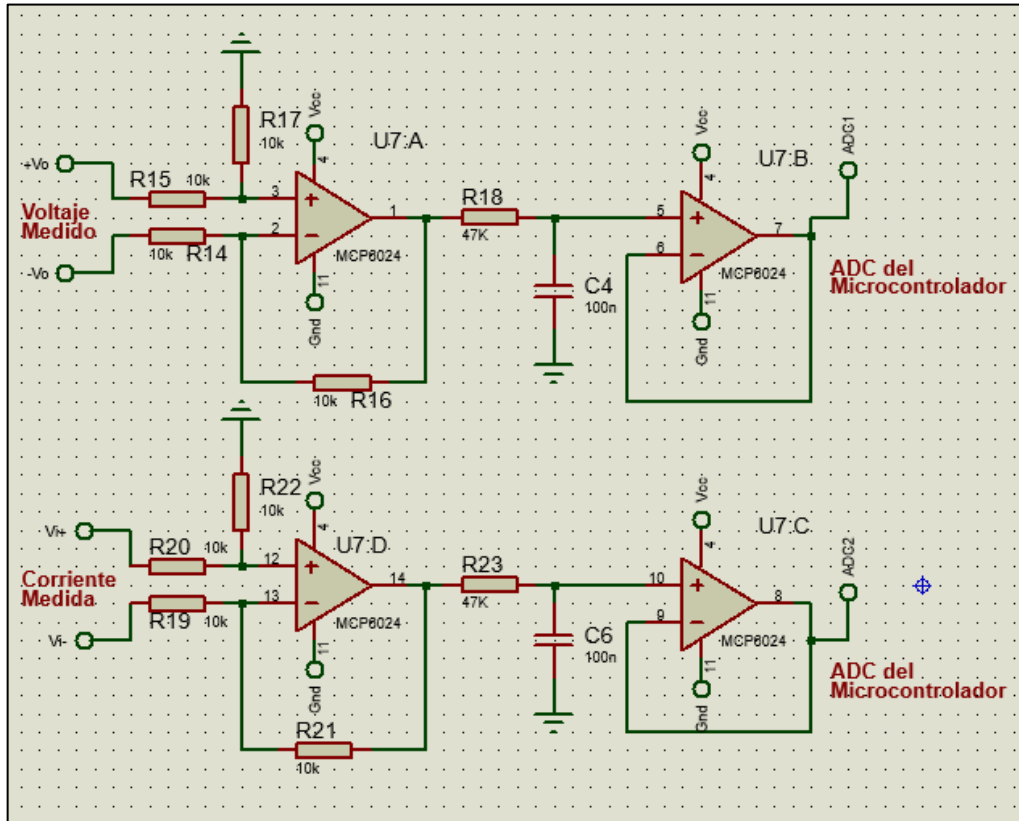


Figura 11-2: Circuito de acondicionamiento de la señal de entrada
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.7.4 *Microcontrolador Maestro*

Como se muestra en la Figura 8-2, la tarjeta de control y procesamiento involucra dos microcontroladores, esto es porque se dividen las tareas para no poner en riesgo la integridad de la comunicación con el computador ni mucho menos el control en lazo cerrado del voltaje de salida. El microcontrolador maestro básicamente lee los convertidores analógicos y envía estos datos de tensión y corriente a la interfaz HMI en el computador.

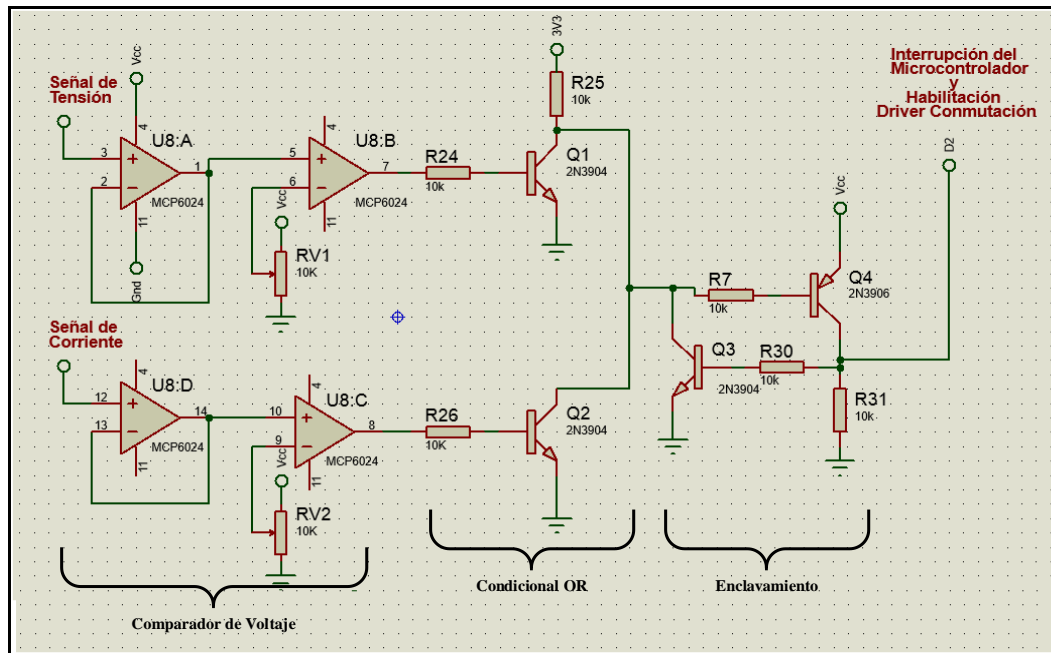


Figura 12-2: Circuito de detección de sobre tensión y sobre corriente

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

La tarjeta de desarrollo Blue Pill, basada en el Arm cortex M3 stm32f103c8t6 de 32 bits tiene una frecuencia de reloj de hasta 72Mhz, dos ADC's de 12bits multiplexados en diez entradas analógicas, varios dispositivos de comunicación avanzados, I2C, SPI, CAN, USART. Algunas de las principales características se resumen en la Tabla 3-2.

Tabla 3-2: Características del STM32F103C8T6.

Parámetro	Valor
Voltaje de operación	2 – 3.6V hasta 150mA
Frecuencia máxima de reloj	72MHz
Memoria Flash	128kbytes
Memoria SRAM	20kbytes
Oscilador interno para RTC	32kHz
Convertidores A/D	2x12 bits a 1us de tiempo de muestreo
Interfaces de comunicación	2 x I ² C 3 x USART (115200 Baudios) 2 x SPI (18Mbits/s) CAN interface USB 2.0
Contadores	7 x 16 bits (PWM control, encoder cuadratura, generador de tiempo muerto, etc.)

Fuente: ST Microelectronics, 2020

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

2.7.5 Microcontrolador Esclavo

Las funciones asignadas al microcontrolador esclavo son principalmente el control en lazo cerrado de la fuente de alimentación, lectura de alguna interrupción externa y comunicación serial con el microcontrolador maestro. Para el control en lazo cerrado debe leer los ADC's y generar

una acción de control con una señal PWM. La tarjeta de desarrollo Núcleo F446RE, basada en el ARM Cortex M4 STM32F446RE tiene una frecuencia de reloj de hasta 180MHz, con lo que se puede obtener una señal PWM de alta resolución. En la Tabla 4-2 se resumen algunas de las principales características del STM32F446RE

En la Tabla 2-2 se especifica la frecuencia de operación del transformador $f = 15750Hz$, de manera que si la frecuencia de reloj del microcontrolador es de 180MHz y contador es de 16 bits. Tenemos:

$$\begin{aligned} \text{Timer}_{\text{Period}(ARR)} &= \frac{\text{Frecuencia de Reloj}}{\text{Frecuencia PWM}} \\ \text{Timer}_{\text{Period}(ARR)} &= \frac{180MHz}{15750Hz} \\ \text{Timer_Period}(ARR) &= 11428.6 \end{aligned}$$

Se podría decir que el PWM tiene una influencia mínima en la salida de:

$$\text{Respuesta mínima} = \frac{1200V}{11428} = 0.1V$$

El convertidor ADC es de 12 bits, el voltaje mínimo a detectar en la salida y el error de cuantificación será:

$$\begin{aligned} V_{min} &= \frac{1200}{2^{12} - 1} \\ V_{min} &= 0.29V \\ e_c &= \frac{V_{min}}{2} = 0.15V \end{aligned}$$

Se puede concluir que mientras más resolución tenga el ADC, se obtiene un menor error de cuantificación, no obstante con un ADC de 12 bits será suficiente.

Tabla 4-2: Características del STM32F446RE.

Parámetro	Valor
Núcleo	Arm® 32-bit Cortex®-M4 CPU con FPU
Voltaje de operación	1.6 – 3.6V
Frecuencia máxima de reloj	180MHz
Memoria Flash	512 Kbytes
Memoria SRAM	128 Kbytes
Oscilador interno para RTC	32kHz
Convertidores A/D	3 x 12 bits, hasta 24 canales multiplexados, 7.2MSPS
Convertidores D/A	2 x 12 bits

Interfaces de comunicación	4 x I ² C 6 x USART (11.25 Mbit/s) 2 x SPI (45 Mbits/s) CAN interface USB 2.0 8- to 14-bit parallel camera interface hasta 54 Mbytes/s
Contadores	17 x 16 bits (PWM control, encoder cuadratura, generador de tiempo muerto, etc.)

Fuente: ST Microelectronics, 2020

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

2.8 Algoritmos de Control

En la Figura 8.2 de la sección 2.7, se puede ver la interacción entre la interfaz HMI, el micro controlador maestro y el micro controlador esclavo. En este apartado se describe el algoritmo que gobierna cada uno de estos elementos para que funcionen en armonía. La tabla 5.2 muestra las tareas asignadas a cada uno, de manera que sea más simple el posterior análisis.

Tabla 5-2: Tareas encargadas a cada elemento programable.

Elemento	Función
Interfaz HMI	Configuración de parámetros de la prueba Control del tiempo de la prueba Visualizar y guardar datos de voltaje y corriente medidos Detener la prueba en cualquier momento
Microcontrolador Maestro	Envía dato de V_{DS} al microcontrolador esclavo Lee ADC's y envía datos de corriente y voltaje a la interfaz HMI Lee interrupciones externas para suspender la prueba en cualquier momento
Microcontrolador Esclavo	Control en lazo cerrado de la tensión de salida de la fuente de alimentación Lee interrupciones externas para suspender la prueba en cualquier momento

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

2.8.1 Algoritmo Microcontrolador Maestro

El algoritmo del microcontrolador maestro se basa en la espera de comandos, desde el puerto serie asignado para la comunicación con el computador. Desde la interfaz HMI se envían cadena de caracteres para cada caso, si se quiere enviar los parámetros de configuración de la prueba a realizar, la cabecera de la cadena tendrá una letra 'c', seguido de cada uno de los datos numéricos separados por comas, en ese caso el microcontrolador responderá con la misma orden de confirmación.

Si se quiere iniciar la prueba después de haber configurado los parámetros se envía una cadena con cabera 'i', el microcontrolador enviara la orden de inicio de la prueba por el puerto Serie 2 al microcontrolador encargado del control en lazo cerrado y al igual que en el caso anterior

responderá con un comando de confirmación de la acción. Durante la prueba, un bucle de control evalúa que se cumpla el periodo de muestreo asignado por el usuario, lee los convertidores analógicos ADC1 y ADC2 para enviar estos datos por el puerto Serie 1.

Una vez iniciada la prueba, esta se puede detener en cualquier momento desde la aplicación, enviando una cadena con la cabecera 'p', en ese instante el microcontrolador enviara por el puerto serie 2, la orden de abortar la prueba inmediatamente. Cabe mencionar que en todo momento se puede detener la prueba si se activa una interrupción externa generada por el circuito de detección de sobre corriente o sobre tensión. Además de responder un comando de confirmación al computador.

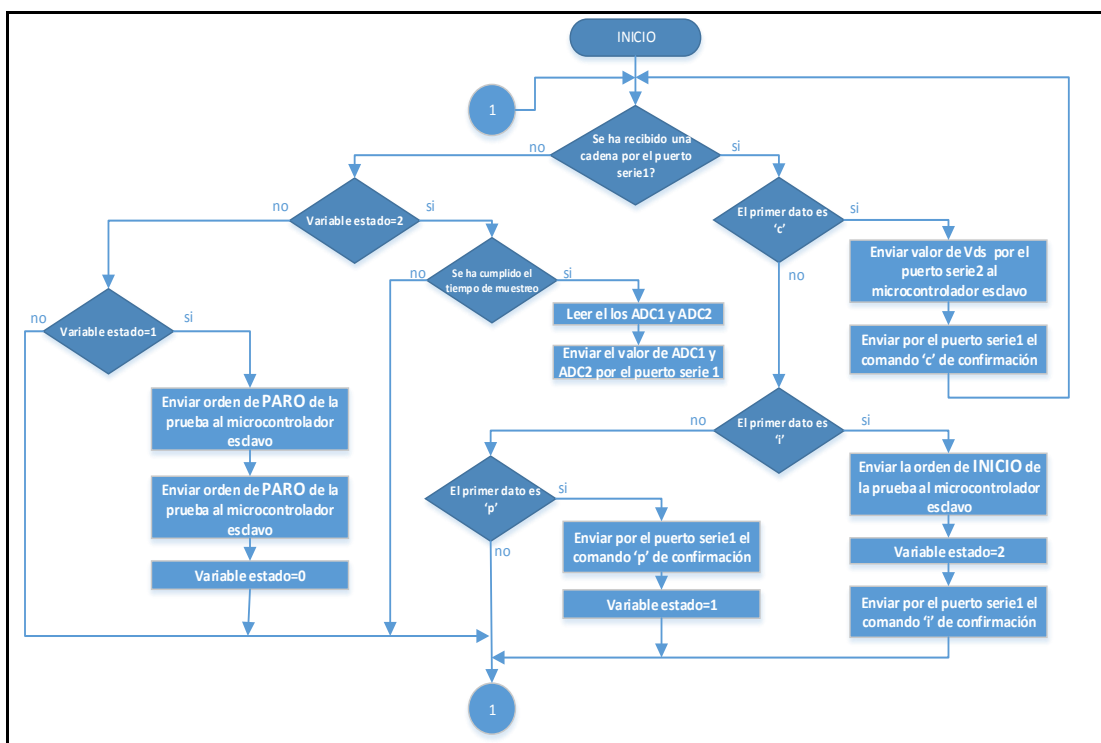


Figura 13-2: Algoritmo del microcontrolador maestro

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.8.2 Algoritmo Microcontrolador Esclavo

Al igual que el algoritmo anterior, el microcontrolador esclavo siempre está a la espera de un comando proveniente del puerto serie, si recibe una cadena con la cabecera 'c', guarda el valor de referencia para iniciar la prueba. En el caso de que la prueba ya se esté ejecutando, puede recibir el comando de detenerla, la cabecera debe tener la letra 'p'. Como en la mayoría de microcontroladores, la comunicación serie se la implementa con interrupciones para que no influya en el flujo normal del programa. En el microcontrolador esclavo se implementa un controlador del tipo PID, el mismo que debe ser capaz de mantener estable el voltaje en la salida

a pesar de que exista fluctuaciones en la carga o en el peor de los casos un cambio en la tensión de entrada.

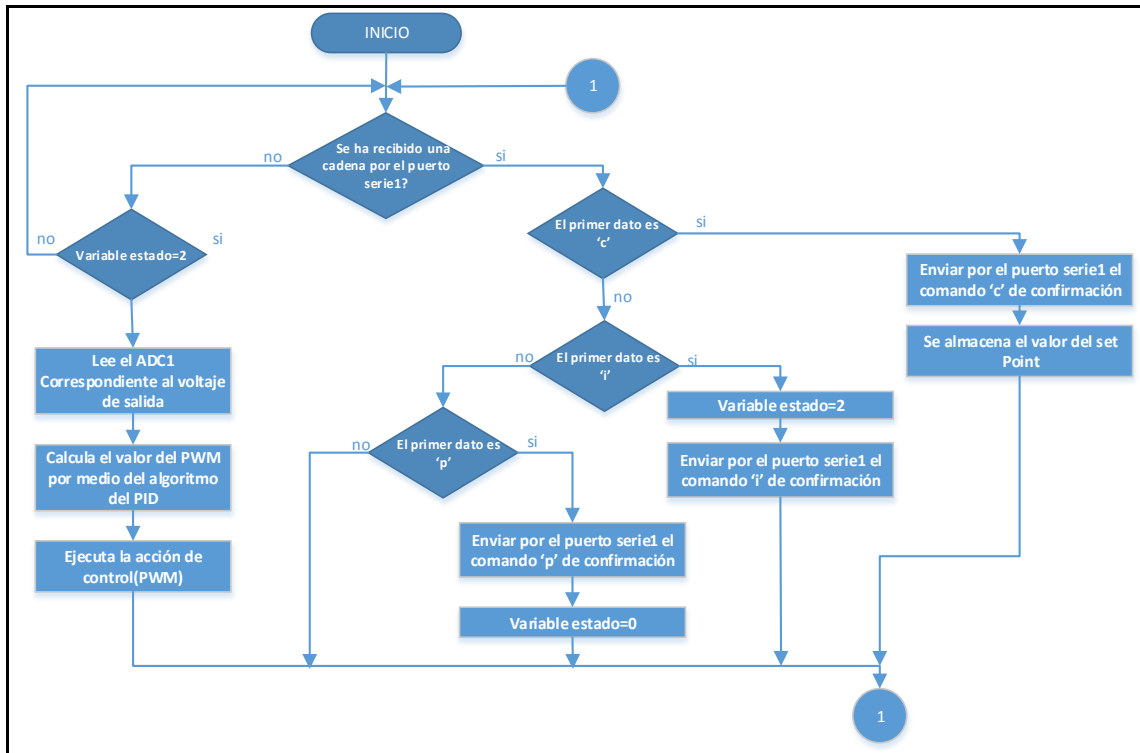


Figura 14-2: Algoritmo del microcontrolador esclavo

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

2.8.2.1 Algoritmo del controlador PID

La naturaleza de la fuente de alimentación hace que sea muy complicado hallar una función de transferencia a partir de un método analítico, como se analizó en la sección 1.5.3.1, existe un método para encontrar los parámetros del controlador PID sin conocer la función de transferencia. El método de la respuesta al escalón de Ziegler-Nichols, establece que se debe excitar la planta con un escalón unitario a la entrada y registrar el comportamiento de la salida en lazo abierto. Si la curva de respuesta es del tipo sigmoidea se puede encontrar las constantes K_p , T_i y T_d a partir de la Tabla 1-1.

La fuente de alimentación se excita con un escalón unitario del 75% del valor total del ciclo de trabajo del PWM. En la Figura 15-2, se puede ver el registro del comportamiento de la fuente gracias a un osciloscopio digital. La curva de respuesta tiene forma de sigmoide, por lo que califica para aplicar el método de Ziegler-Nichols. La escala vertical del osciloscopio está a 1v/div, se aprecia que la fuente se estabiliza en los 3V aproximadamente, como esta es la señal acondicionada, quiere decir que la salida del Flyback estará en 1272V.

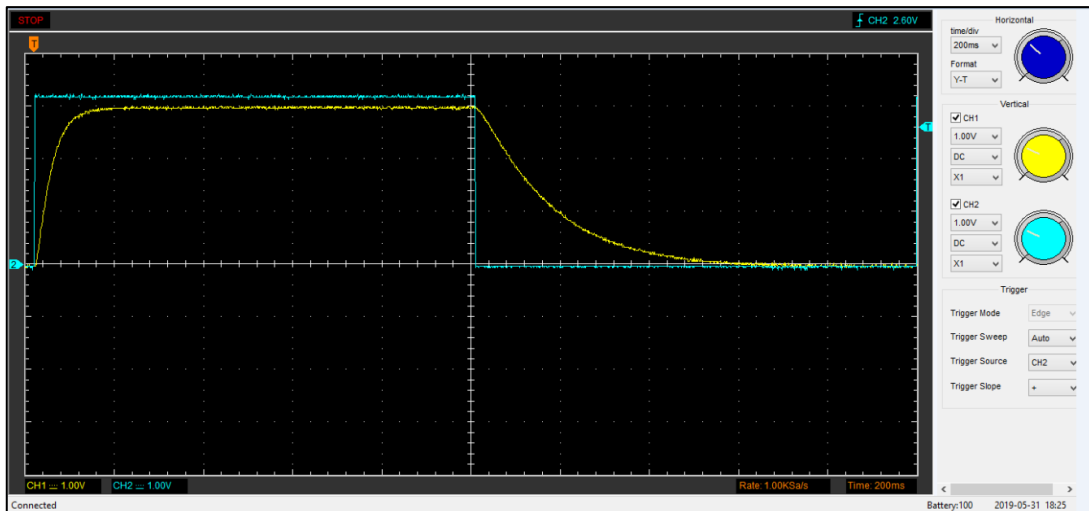


Figura 15-2: Respuesta al escalón de la fuente de alimentación en lazo abierto.
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

Los datos registrados por el osciloscopio Hantek idso1070, se analizan para encontrar los parámetros del primer método de Ziegler-Nichols, como se puede ver en la figura 16-2, la recta de color azul es la máxima pendiente de la curva de respuesta al escalón. De la intersección de esta recta con el eje de las X se obtiene el retardo de tiempo en la respuesta de la fuente $L=0.0104$, mientras que el cruce con la recta $c(t)=K$, representa la constante de tiempo $T=0.0948$. La tabla 6-2 muestra las constantes del controlador PID.

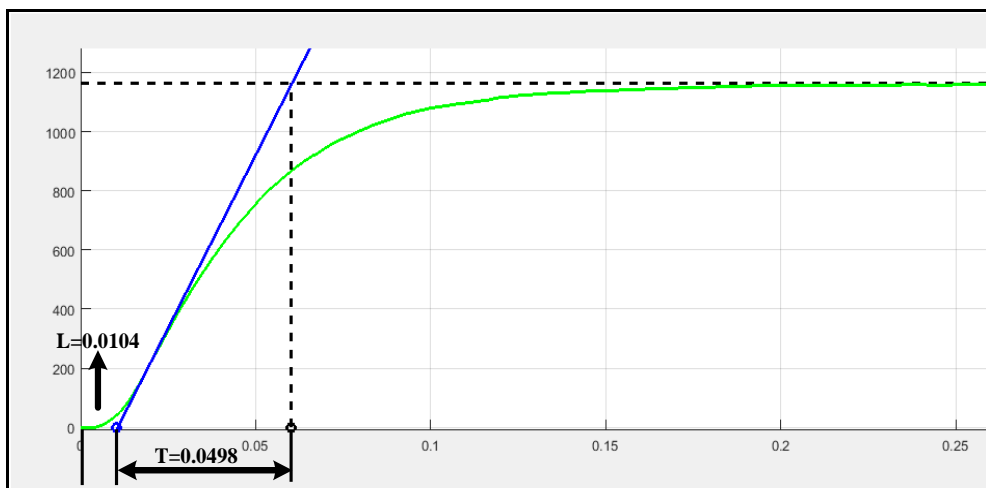


Figura 16-2: Respuesta al escalón con los parámetros de Ziegler-Nichols
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

Tabla 6-2: Constantes del controlador PID

Tipo de controlador	K_p		T_i	T_d
P	4.78854		∞	0
PI	4.30962		0.034667	0
PID	5.74615		0.0208	0.0052

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

2.8.3 Interfaz HMI

El entorno de desarrollo en el que se crea la interfaz HMI debe ser de código abierto, proveer amplias funcionalidades en la comunicación serial, además de brindar la posibilidad de graficar en tiempo real ciertos tipos de datos. Por tanto, entre varias opciones se ha escogido usar el software Qt Creator, no obstante se podría haber usado cualquier otro paquete de desarrollo que cumpla con el estándar C++.

La interfaz HMI muestra el voltaje medido en la salida de la fuente de alto voltaje, así como la corriente de fuga, durante toda la prueba. Además, estos datos son representados en una gráfica que se actualiza en tiempo real.

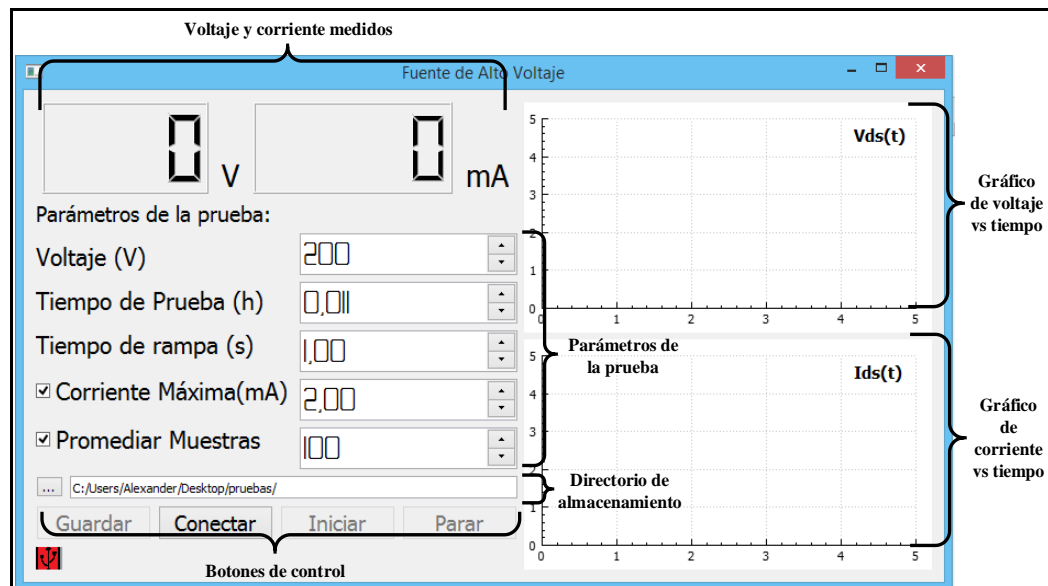


Figura 17-2: Interfaz gráfica del prototipo de fuente de alimentación
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

Las pruebas de confiabilidad del tipo HTRB, necesariamente deben tener la posibilidad de configurar el voltaje y tiempo al cual se va a someter los transistores, así como también otros parámetros como, el almacenamiento de datos de corriente y voltaje, la opción de limitar la corriente máxima permisible. No obstante se ha encontrado la necesidad de incorporar otros parámetros como, el almacenamiento de datos de corriente y voltaje, la opción de limitar la corriente máxima permisible, así como también la opción de promediar las muestras. En la Figura 17-2 se muestra la interfaz de usuario desarrollada en el software Qt Creator, con la descripción de cada una de las partes antes mencionadas.

La figura 18-2 muestra el diagrama de flujo correspondiente a la interfaz de usuario del prototipo. Una vez que el dispositivo está conectado al computador, se pulsa el botón “conectar” y se puede

configurar los parámetros de la prueba. El botón guardar envía una cadena de caracteres con la configuración de la prueba, si el microcontrolador los recibe correctamente responderá con un mensaje afirmativo. En este punto se habilita el botón iniciar, el mismo que envía un mensaje al microcontrolador para que dé inicio a la prueba. Mientras no se haya cumplido el tiempo programado para el test, el programa continuara guardando y graficando los datos recibidos por el puerto serial. En cualquier momento se puede suspender la prueba a través del botón “parar”.

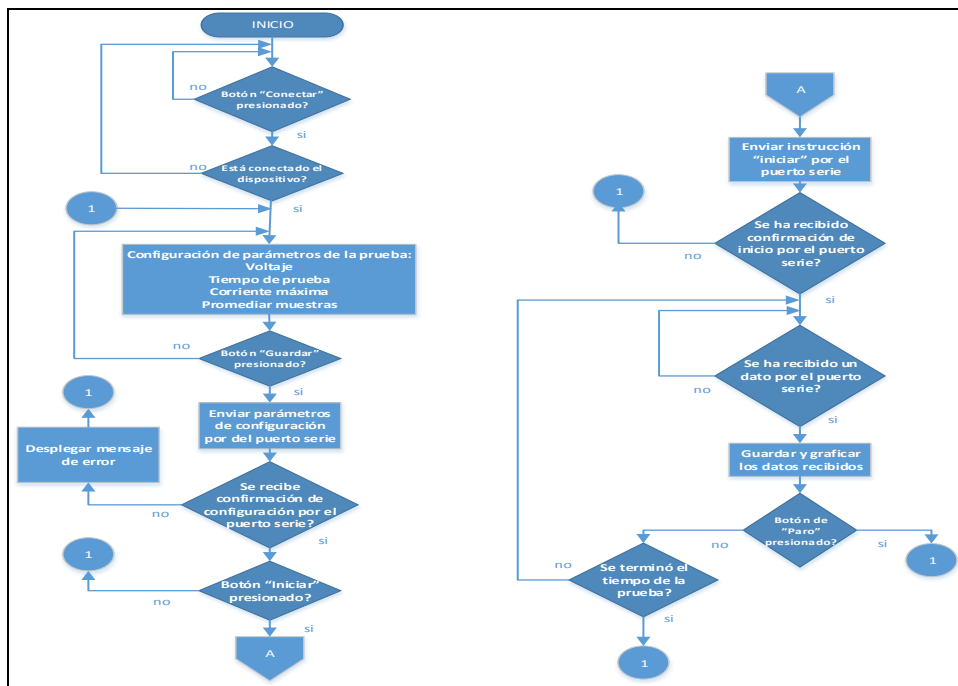


Figura 18-2: Diagrama de flujo de la interfaz de usuario
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

CAPÍTULO III

3 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este capítulo se detallan todos los aspectos relacionados a la validación del prototipo de fuente de alimentación de alto voltaje para pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia, inicialmente se realizarán pruebas para la cuantificación del error de medición y el error de establecimiento del voltaje de salida, los métodos apropiados para la correcta calibración de las diferentes medidas.

3.1 Calibración y ajuste del prototipo

Los datos recolectados para la calibración deben ser contrastados con un equipo patrón, la tabla 1-3 resume las características más importantes del equipo con el que se van a obtener los datos reales de tensión y corriente en la salida del prototipo de fuente de alto voltaje.

Tabla 1-3: Características eléctricas del multímetro Keysigth U1233A

Parámetro	Valor
Rango de medición de voltaje	600mV hasta 600V
Rango de medición de corriente DC	60μA hasta 10A
Protección contra sobre tensión a los 600V	si
Resolución en la escala de 600V	0.1V
Impedancia de entrada en la escala de 600V	10MΩ
Resolución en la escala de 60μA y 600μA	0.01μA y 0.1μA respectivamente

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

Fuente: Keysigth Technologies, 2018

Como se puede ver en la Tabla 1-3, el voltaje máximo soportado por el equipo patrón es de 600V, de manera que no se puede realizar una medida directamente sobre la salida de la fuente. Asumiendo que la impedancia de entrada de las unidades del equipo patrón (multímetro Keysigth U1233A) es prácticamente igual, se opta por conectar los multímetros en serie, de manera que cada uno pueda medir la mitad del voltaje total presente en la salida de la fuente.

También, se debe tener en cuenta que no se puede realizar al mismo tiempo la prueba de corriente y tensión porque el multímetro tiene una impedancia que crearía una carga sobre la fuente. La medida de la corriente tendría un error de medición de:

$$I_{\text{voltmetro}} = \frac{V_o}{10M\Omega + 10M\Omega}$$

$$I_{\text{voltmetro}} = \frac{1200}{20M\Omega} = 60\mu A$$

Una vez que se han dimensionado e implementado todos los componentes de la fuente de alimentación de alto voltaje se procede a la calibración, para lo cual se muestra en la interfaz HMI el valor cuantificado del convertidor ADC sin ninguna alteración, tanto de corriente como de tensión, la interfaz mostrará como máximo 4095 por tratarse de convertidores de 12 bits. Par la calibración del voltaje medido se configurará pruebas con una tensión de salida desde 0V hasta los 1200V con intervalos de 10V, los datos mostrados en la interfaz HMI se comparan con los valores reales de tensión mostrados en el equipo patrón (multímetro Keysight U1233A). Una vez que inicia la prueba se debe esperar unos segundos, de manera que se pueda tomar una lectura estable. Además se escoge la opción de promediar las muestras recibidas en la interfaz de usuario. La Figura 1-3 captura el instante en el que se realiza la prueba en el laboratorio de GITEA.

EL ADC del microcontrolador esclavo interviene en el desempeño del controlador. Si no se realiza un cambio de escala adecuado podría establecerse el voltaje de salida en un valor diferente al requerido por el usuario a pesar de que el controlador funciona perfectamente. El microcontrolador esclavo no puede enviar datos por el puerto serial, ya que esto afectaría en los tiempos de muestreo del algoritmo de control, de manera se planea relacionar, el voltaje de referencia configurado por el usuario con la tensión medida con el voltímetro.



Figura 1-3: Recolección de datos para la calibración
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

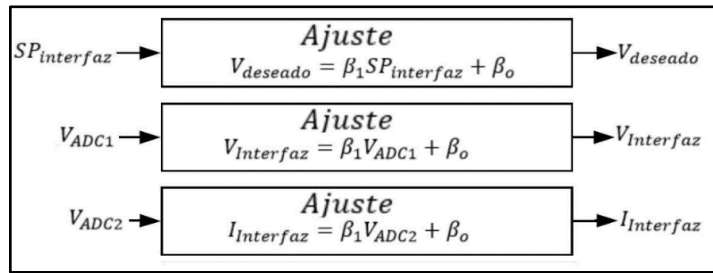


Figura 2-3: Proceso para encontrar el cambio de escala óptimo
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

La Figura 2-3, muestra el proceso de cambio de escala del valor cuantificado por el convertidor ADC al voltaje y corriente medido en la salida de la fuente de alimentación, en el caso del ajuste del Set Point se lo realiza porque se observa que el valor de referencia configurado desde la interfaz de usuario refleja un error con respecto al voltaje medido con el voltímetro.

3.1.1 Ajuste del Set Point en función del voltaje medido

En la figura 3.3 se puede ver la curva de datos recolectados, aparentemente se trata de una recta perfecta, sin embargo si se mira detenidamente la recta de puntos se puede apreciar que presenta ciertas no linealidades en tramos. En comparación con la recta obtenida por regresión lineal ($y = \beta_1 x + \beta_0$).

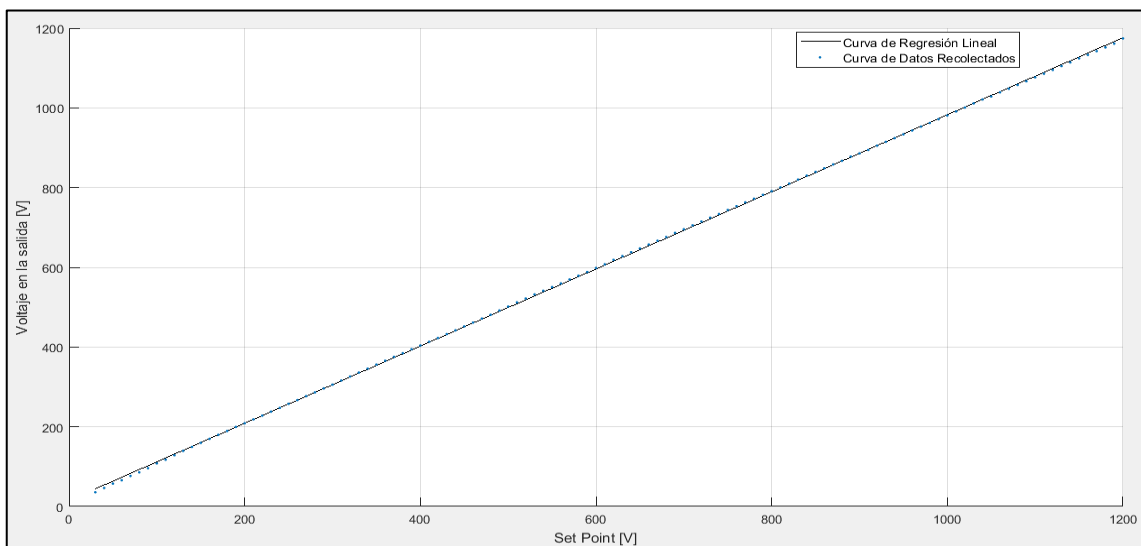


Figura 3-3: Tensión de salida vs Set Point
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

En la Figura 4-3: **Error porcentual del Set Point vs Salida**, se muestra la curva de error porcentual entre el voltaje solicitado por el usuario y el voltaje presente en la salida de la fuente, este error se debe a un cambio de escala inadecuado, la no linealidad de los circuitos analógicos

presentes en el acondicionamiento de las señales, cabe mencionar que el voltímetro con el que se realizó la prueba, ofrecía una certeza en la medición hasta los 600V.

En el caso del microcontrolador esclavo se realiza un ajuste en el valor de referencia solicitado por el usuario. El mejor ajuste posible se logra encontrando una expresión matemática que relacione el set Point con el voltaje de salida. La regresión lineal es un método estadístico que genera una ecuación del tipo $y = \beta_1 x + \beta_0$, que se ajusta a la mayoría de los datos muestreados.

$$\beta_1 = \frac{N \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{N \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}$$

$$\beta_0 = \frac{\sum y_i - \beta_1 \sum x_i}{N}$$

$$V_{deseado} = \beta_1 * SP_{interfaz} + \beta_0$$

De la ecuación anterior se obtiene:

$$V_{deseado} = 0.9675 * SP_{interfaz} + 15.2498$$

Como se mencionó anteriormente, se desea ajustar el Set Point para que la salida corresponda al voltaje deseado por el usuario, por lo que se despeja la variable independiente:

$$SP_{Ajustado} = 1.0336 SP_{interfaz} - 15.762$$

Con el valor de referencia ajustado se puede ver en la Figura 4-3, que el error relativo porcentual disminuye considerablemente con el Set Point ajustado.

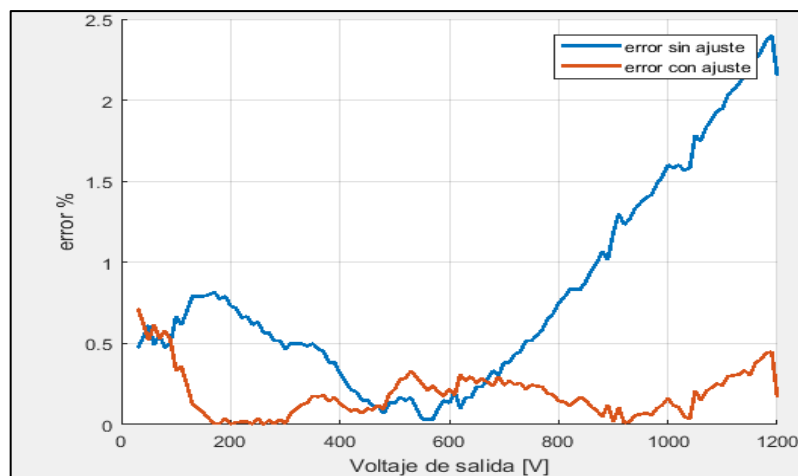


Figura 4-3: Error porcentual del Set Point vs Salida
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

3.1.2 Ajuste del valor ADC en función de la corriente y voltaje medidos

El cambio de escala del valor cuantificado por el ADC de voltaje y corriente (V_{ADC1} y V_{ADC2} respectivamente) se lo realiza encontrando la ecuación del tipo $y = \beta_1 x + \beta_o$, al igual que en el caso anterior, se aplica el método de regresión lineal para encontrar una ecuación lineal que se ajuste a la mayoría de los datos registrados. En la figura 5-3, se puede ver la curva de valor Adc1 cuantificado vs el voltaje presente en la salida medida por el multímetro Keysigth. Donde se aprecia claramente que no es una recta perfecta, presenta no lineales en ciertos tramos, en cambio la recta de regresión lineal pasa por la mayoría de puntos recolectados.

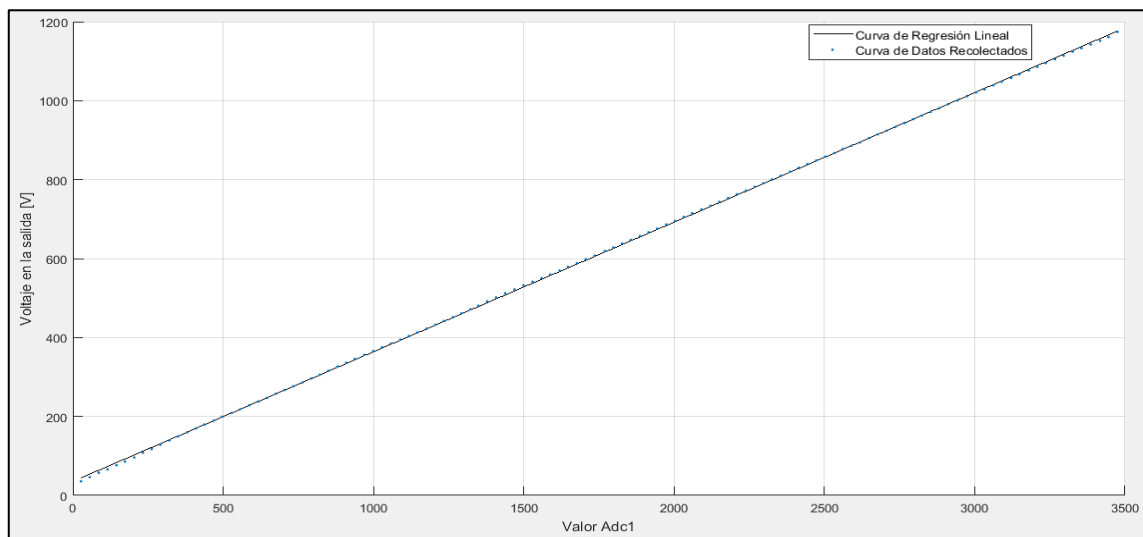


Figura 5-3: Valor Adc1 vs Voltaje medido en la salida

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

La manera correcta de hallar una ecuación que relaciona la mayoría de datos es a través de los coeficientes de la regresión lineal mostrados en la siguiente expresión:

$$\beta_1 = \frac{N \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{N \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}$$

$$\beta_o = \frac{\sum y_i - \beta_1 \sum x_i}{N}$$

$$V_{Interfaz} = \beta_1 V_{ADC1} + \beta_o$$

De la ecuación anterior se obtiene:

$$V_{Interfaz} = 0.9675 * V_{ADC1} + 15.2498$$

Una vez realizado el cambio de escala con el ajuste anterior se evidencia (Figura 6-3), una disminución considerable en el error de medida, en comparación con el voltaje detectado por el equipo patrón (Voltímetro).

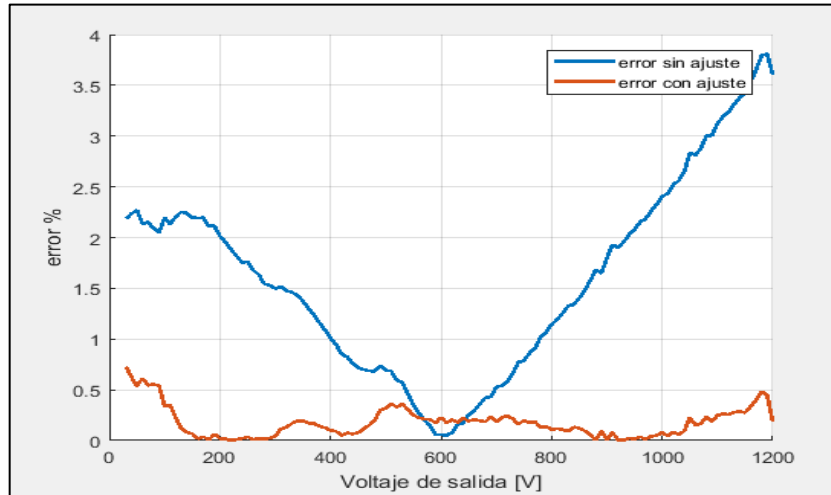


Figura 6-3: Error porcentual de medición de tensión.
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

Para el registro de datos de la corriente medida por el equipo patrón (Amperímetro) versus V_{ADC2} se implementa una fuente de voltaje variable en serie con una carga, de manera que produzca una corriente estable. El resultado de este registro de datos se muestra en la figura 7-3, donde se aprecia dos curvas: la curva del valor Adc2 cuantificado versus la corriente medida por el equipo patrón (Keysight U1233A) y la recta de regresión lineal que mejor se ajusta a estos puntos. De manera que al igual que en los casos anteriores se utiliza la regresión lineal para obtener los coeficientes de la regresión lineal.

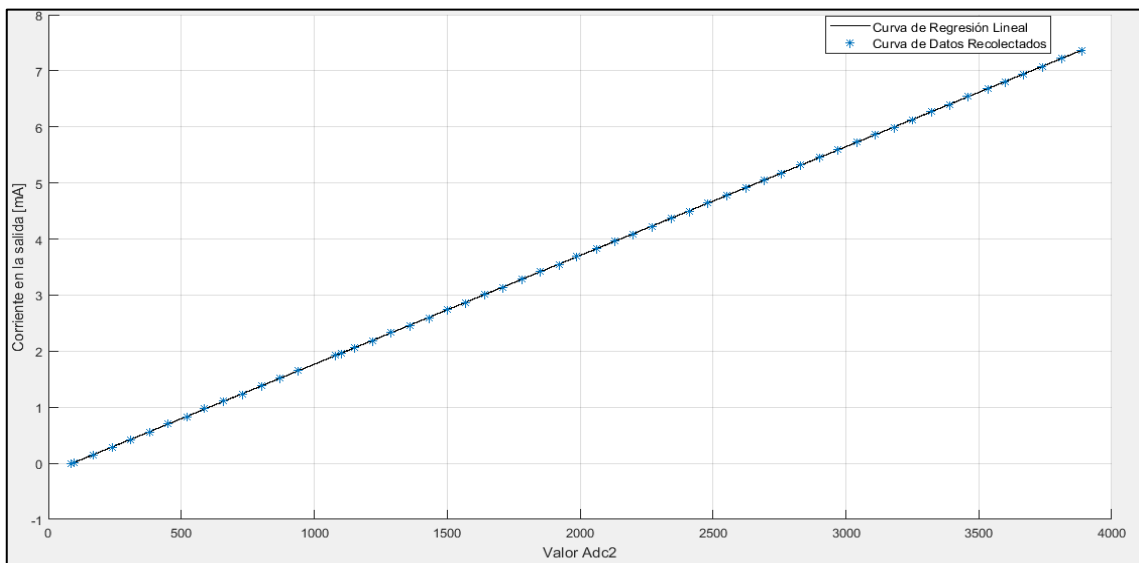


Figura 7-3: Valor Adc2 vs corriente medida en la salida.
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

$$\beta_1 = \frac{N \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{N \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}$$

$$\beta_0 = \frac{\sum y_i - \beta_1 \sum x_i}{N}$$

$$I_{Interfaz} = \beta_1 V_{ADC2} + \beta_0$$

De la ecuación anterior se obtiene:

$$I_{Interfaz} = 0.0019 * V_{ADC2} - 17.38$$

La Figura 8-3 muestra una reducción notable del error relativo porcentual luego de haber efectuado una corrección en el cambio de escala.

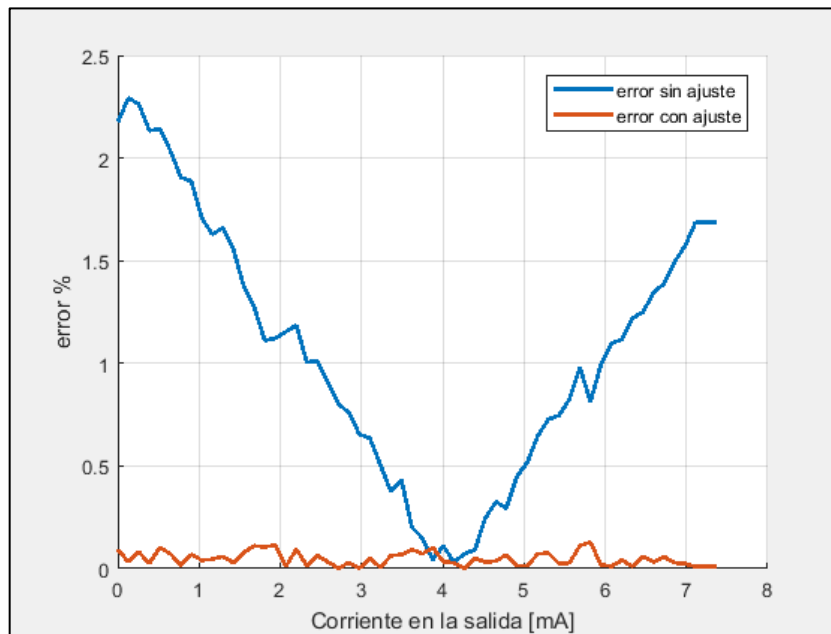


Figura 8-3: Error porcentual de medición de corriente.
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

3.2 Desempeño de la fuente ante variaciones en la carga

Si bien es cierto el prototipo de fuente de alimentación se diseña en base a requerimientos propios de pruebas de estrés eléctrico, alto voltaje y corriente relativamente baja (prácticamente cero en la mayoría del tiempo), sin embargo se estableció en los requerimientos una potencia inicial de 10W. Para comprobar que la regulación de la fuente es capaz de dosificar adecuadamente la energía requerida por una carga variante en la salida se implementa el circuito de prueba mostrado en la Figura 9-3. Se trata de un arreglo de resistencias, que al cerrar el interruptor que la separa, se produce una corriente nueva por cada ramal.

Para el dimensionamiento de la carga se toma en cuenta la tensión a la que se va a establecer, al tratarse de interruptores, en el instante que conmutan puede producirse un arco eléctrico y activar las protecciones. Por lo que se decide realizar la prueba con un voltaje de salida de 600V. Teniendo en cuenta que el circuito de medición de corriente se diseñó para que pueda medir una corriente máxima de 8.33mA, según el apartado 2.3. Tenemos:

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

$$R = \frac{600}{8.33mA} = 72.0289K\Omega$$

La potencia que disipa la resistencia también es un parámetro a considerar, ya que es muy poco probable encontrar resistencias con un valor óhmico relativamente alto que disipen grandes cantidades de potencia. Por tanto se puede hacer un arreglo resistivo con valores comerciales, ($P_R=0.5W$):

$$P = V * I$$

$$R = \frac{V^2}{P_R} = \frac{600^2}{0.5W}$$

$$R = 720K\Omega$$

Si se usan dos resistencias de 360K Ω en vez de una de 720K Ω la potencia que disipen sería $P_R=1W$. Entonces $R=370K\Omega$ (valor comercial más cercano).

Resuelto el inconveniente de la potencia disipada por cada resistor, se calculan el número de ramales necesarios para poder exigir una corriente de $I_L=8.33mA$ a la fuente de alimentación.

$$I_L = \alpha I_R$$

$$\alpha = \frac{I_L}{I_R} = \frac{8.33mA}{\frac{600}{370K\Omega(2)}}$$

$$\alpha = 10.27 \cong 11 \text{ ramales}$$

La Figura 9-3 muestra el circuito de prueba para evaluar el desempeño de la fuente ante cambios en la corriente de carga, consta de un arreglo resistivo conmutado por interruptores que habilitan cada ramal para disminuir el valor óhmico en la carga, un amperímetro (Keysight U1233A) en serie para registrar el valor real de corriente. Mientras se registraban los datos de corriente en la carga se decidió verificar el comportamiento de la señal de control, en la Figura 10.3, se muestra cómo se comporta el transformador de alta frecuencia, la curva no es lineal. La fuente sin carga con un ciclo de trabajo de tan solo el 26% es capaz de generar 600V en la salida.

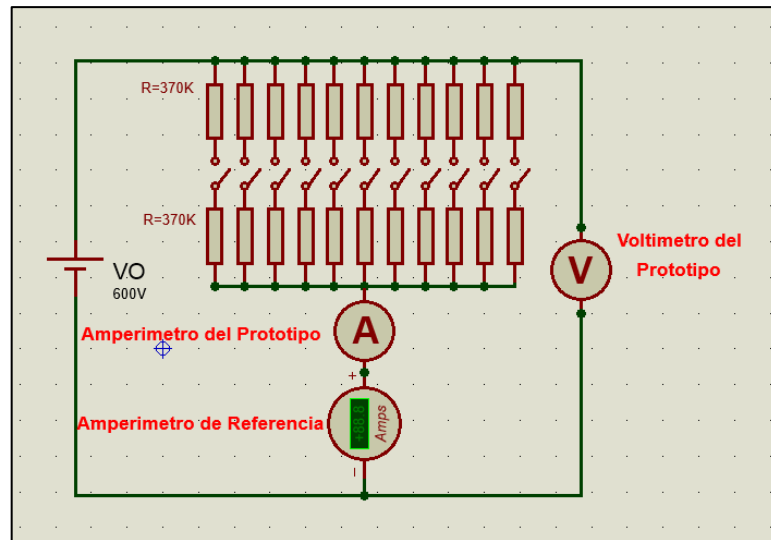


Figura 9-3: Circuito de carga para prueba de corriente
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

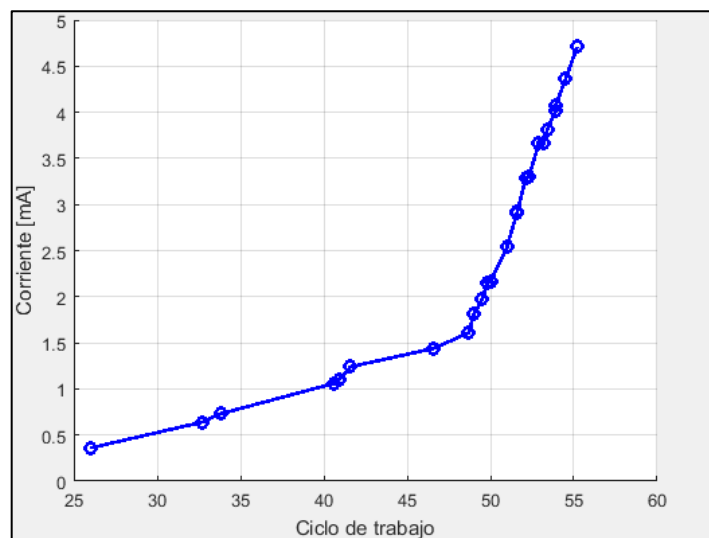


Figura 10-3: Corriente en función del ciclo de trabajo
 Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

La Figura 11-3, muestra el comportamiento de la tensión y corriente en la salida durante los cambios en la carga, se puede ver que ante las variaciones en la carga el controlador responde de manera adecuada incrementando el ciclo de trabajo y estabilizando la tensión. Mientras que la corriente se ve cómo se incrementa a medida que se reduce el valor óhmico en la carga. Una fuente conmutada sin carga es menos estable que una con carga, en el caso del prototipo de fuente de alimentación no podía ser la excepción.

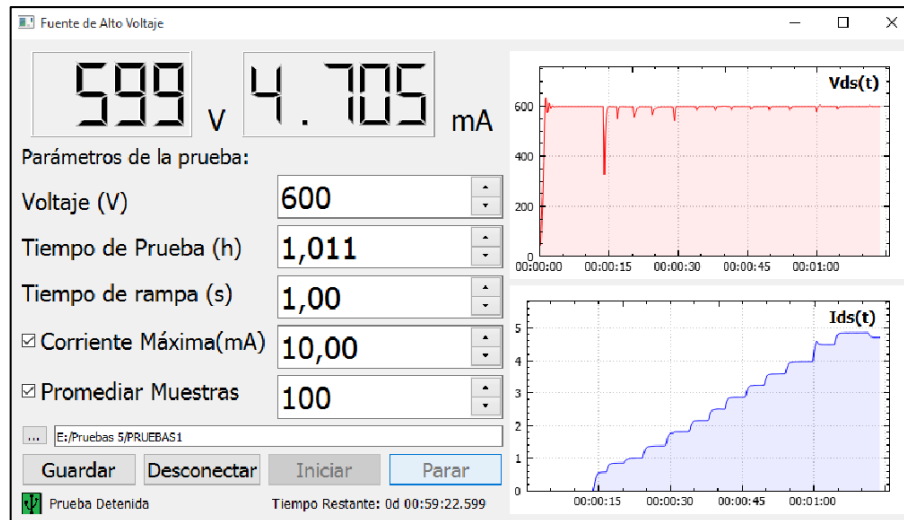


Figura 11-3: Interfaz de usuario con variación en la carga.

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

3.3 Pruebas de caracterización I-V

Una vez que se han ajustado todos los parámetros de calibración en la fuente de alimentación se procede a realizar pruebas cortas en transistores MOSFET. Para esto se escogió un transistor IRFZ820 que tiene como característica en bloqueo un voltaje de ruptura inverso $BV_{DSS}=500V$. Con el objetivo de generar una falla en condiciones de polarización inversa y en estado de apagado ($V_{GS}=0$), se polarizó el transistor con un voltaje de drenaje a fuente $V_{DS}=550V$ que representa un valor del 110% del voltaje BV_{DSS} . Además, para acelerar aún más la falla del transistor se aplicó una temperatura focalizada y controlada en el empaquetado del dispositivo de $150^{\circ}C$.

Para evitar que cualquier sobre paso en la generación del alto voltaje de estrés pueda dañar al dispositivo antes de llegar al voltaje de prueba, se configura un tiempo de rampa de voltaje de 10 segundos. En la Figura 12-3 se muestra los parámetros de configuración antes mencionados. Así también se puede observar como al cabo de unos pocos segundos (500mS) de iniciada la prueba, empieza a circular una corriente entre los terminales de drenaje y fuente. Dado que se había configurado un límite de corriente de $500\mu A$, el mismo que luego de ser superado, el instrumento detuvo inmediatamente la prueba. En la interfaz se observa una corriente inferior al límite establecido, esto es porque aún no se muestra el valor de corriente promediado (100 muestras). Sin embargo, el algoritmo detecta una corriente excesiva en cada muestra que toma el convertidor ADC, deteniendo la prueba antes de que se muestre en la interfaz de usuario el valor de corriente promediado.

Como resultado de la prueba se obtienen los datos para la caracterización de corriente versus voltaje entre el drenaje y la fuente del MOSFET IRF820. En la figura 13-3, se muestran los datos

almacenados por la fuente durante la ejecución del test, se puede ver que a partir de una tensión $V_{DS} = 550V$ empieza una conducción de corriente, fenómeno conocido como efecto avalancha, donde la corriente crecerá de manera descontrolada hasta destruir el dispositivo.

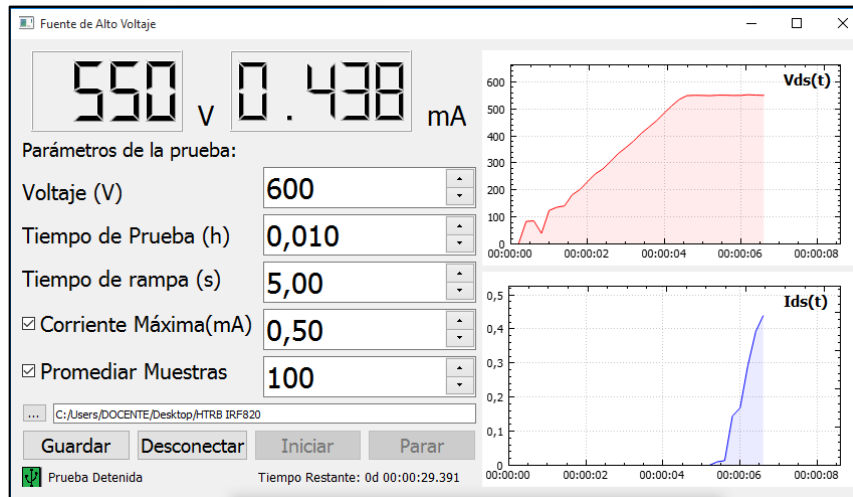


Figura 12-3: Prueba de caracterización en DUT de $V_{DS}=500V$.
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

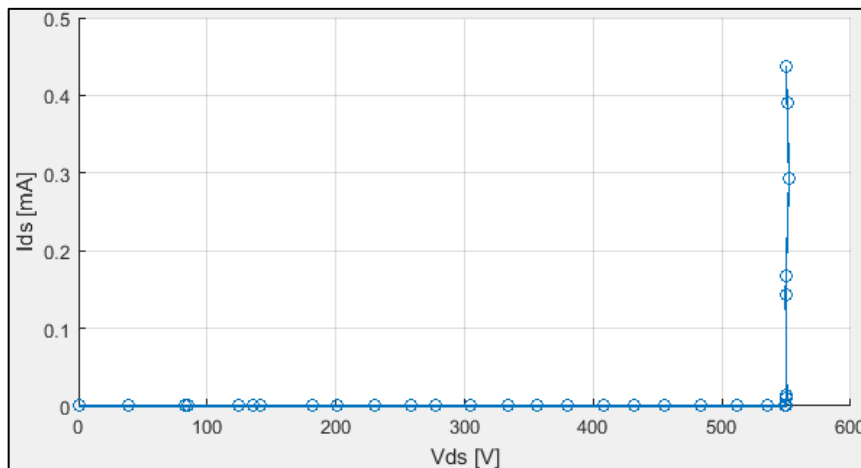


Figura 13-3: Curva de I_{DS} vs V_{DS} del MOSFET IRF820
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

El segundo dispositivo sometido a la prueba de caracterización I-V fue el MOSFET IRF740. Para la prueba se aplica una polarización en reversa y en condiciones de apagado ($V_{GS}=0$), una tensión en rampa ascendente de 800V máximo. Además, se aplicó una temperatura focalizada y controlada al empaquetado del dispositivo bajo prueba de 150°C. Esta prueba fue realizada nuevamente con el fin de probar una vez más la capacidad de detección de corrientes superiores al límite establecido por el usuario (compliance). La rampa de tensión inicial fue programada para que se cumpliera en 10 segundos con el fin de evitar cualquier sobre impulso de voltaje en el transistor. Como se puede ver en la figura 14-3, la interfaz de usuario muestra un mensaje de advertencia luego de haber detenido la prueba por haber superado el límite de corriente permitido para la prueba. Al igual que en el caso anterior no se ve que la corriente en la interfaz (0.324mA)

haya superado el límite (0.5mA), esto porque antes de que se promedie las muestras, ya existió una corriente superior al límite medida por el microcontrolador.

Adicionalmente en la figura 15-3, se muestra una curva correspondiente a la corriente de drenaje I_D versus el Voltaje entre drenaje y fuente V_{DS} , donde se puede apreciar claramente la ruptura del bloqueo en inversa a una tensión de 440V aproximadamente, que sería el 110% de la tensión máxima soportada por el dispositivo. Sabiendo que el IRF740 posee una tensión de ruptura en inversa de 400V según el fabricante.

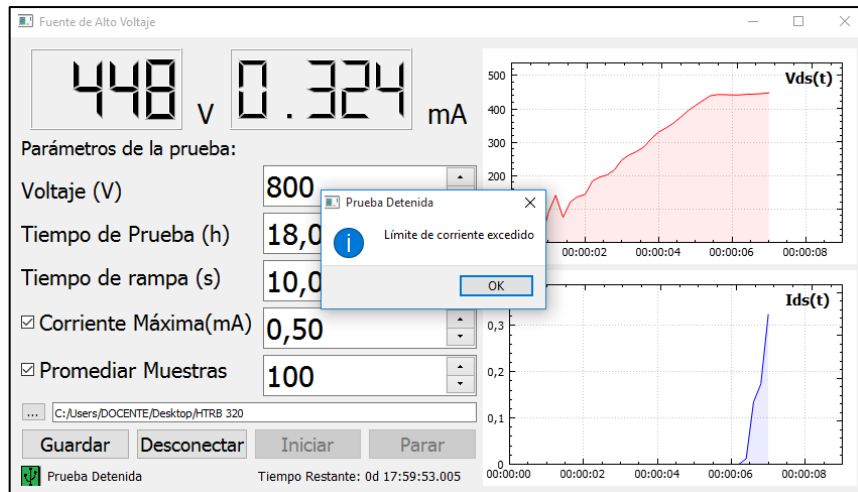


Figura 14-3: Prueba de estrés eléctrico en DUT de 400V.
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

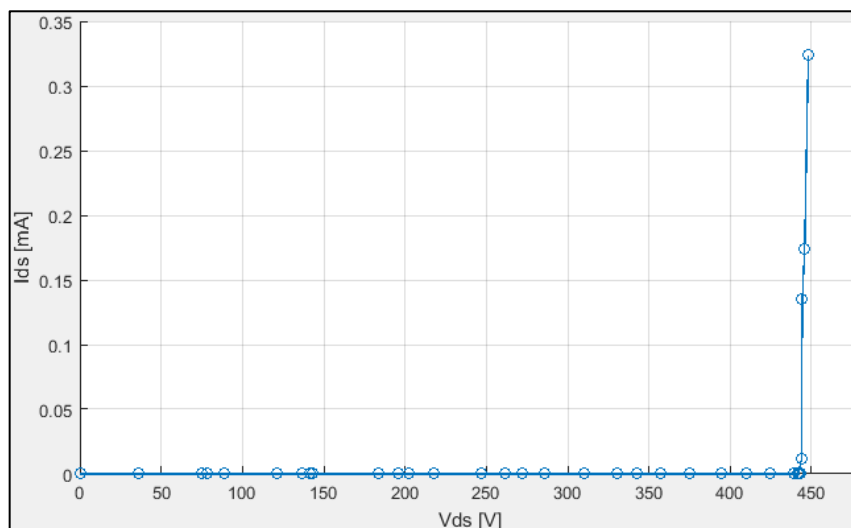


Figura 15-3: Curva de IDS vs VDS del MOSFET IRF740
Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

3.4 Prueba de Estrés Eléctrico

Se realiza una prueba de estrés eléctrico con el fin de evaluar la estabilidad de tensión en la salida del prototipo de fuente de alimentación en un periodo prolongado de tiempo, en este caso de 4h. El dispositivo seleccionado para este test es el IRF820 que posee un voltaje de ruptura en inverso

de $BV_{DSS}=500V$. Se decide aplicar el 100% del BV_{DSS} según el fabricante, un tiempo de rampa de 5 segundos, el límite de corriente permitido $I_{DS}=500\mu A$, con una temperatura controlada en el encapsulado de $150^{\circ}C$.

En la figura 16-3, se muestra la tensión en la salida a lo largo del tiempo de prueba, se puede observar que cerca de finalizar el test se produjo una descompensación momentánea en la tensión. En la figura 17-3 se evidencia una corriente existente en la salida de la fuente, lo cual provocó una baja de tensión momentánea, que posteriormente fue corregida por el controlador.

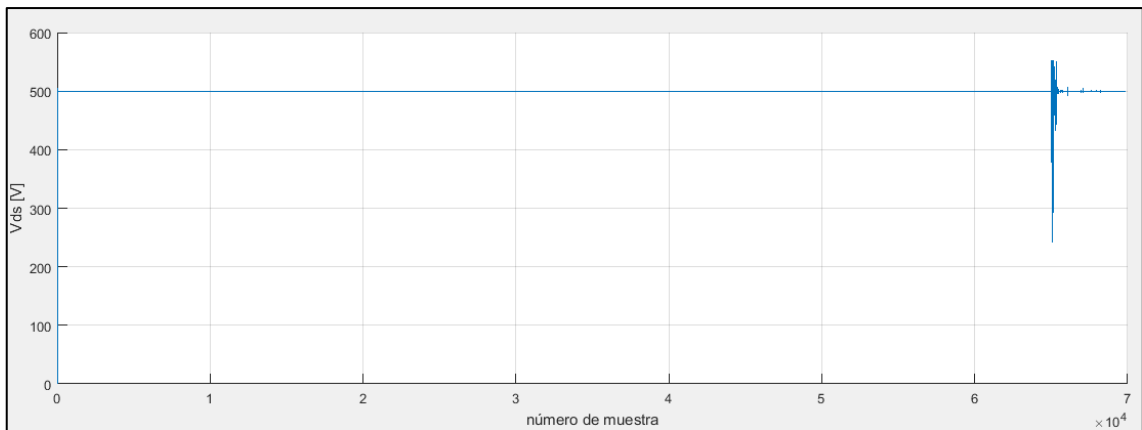


Figura 16-3: Curva VDS durante la prueba HTRB del MOSFET IRF820

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

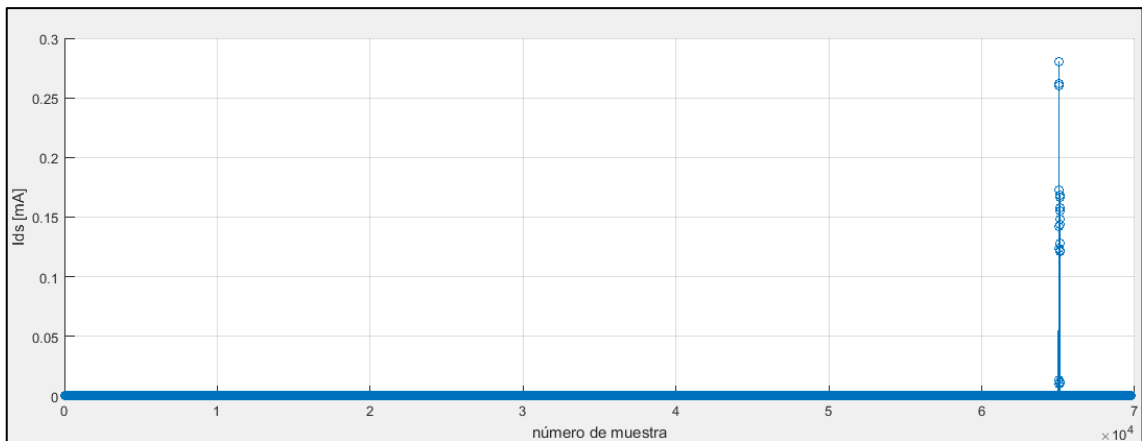


Figura 17-3: Curva IDS durante la prueba HTRB del MOSFET IRF820

Realizado por: (Toro, Alexander, 2020)

3.4.1 Raíz cuadrática media del error (RMSE) en el voltaje de salida

El error RMS es un indicador que ayuda a medir el desempeño de un modelo predictivo en comparación con el registro de datos real, en el estudio del clima por ejemplo. En el caso de las medidas de magnitudes en ingeniería, se puede usar para validar la medición de un sensor o

sistema de procesamiento, es muy usado también en el estudio de algoritmos genéticos como función de costo.

En el caso particular del prototipo de fuente de alimentación se analiza el error RMS de la medición de tensión en la salida durante la prueba. La siguiente expresión corresponde a la raíz cuadrática media del error, donde: n es el número de datos, y es el valor real (valor medido por el voltímetro Keysigth U1233A), \hat{y} es la predicción o el dato con cierta incertidumbre (tensión registrada durante toda la prueba).

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}$$

De todo el registro de datos de la prueba se toman los valores de tensión después que la tensión se ha estabilizado (luego de la rampa de tensión), de manera que no se afecte el cálculo del error rms con valores atípicos. Una vez realizado los cálculos pertinentes con la ayuda de un software de cómputo numérico (Matlab), se obtiene el valor del error RMS:

$$RMSE = 1.9640V$$

Porcentualmente corresponde al 0.3928% de la tensión máxima en la salida. Por lo que se puede afirmar que es un error aceptable.

3.5 Corriente consumida por el prototipo

El prototipo de fuente de alimentación dispone de tres fuentes externas, como se había mencionado anteriormente es importante eliminar el lazo de tierra y separar las etapas de diferentes tensiones. En la tabla se muestra el consumo individual medido en cada etapa del prototipo.

Tabla 2-3: Consumo individual de las etapas del prototipo

Etapa	Consumo máximo (mA)	Voltaje (V)	Potencia (W)
Driver de conmutación	450	24	10.8
Tarjeta de control y procesamiento	120	5	0.6
Acondicionamiento de señal de corriente y tensión en la salida	70	5	0.35
TOTAL	640		11.75W

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

3.6 Análisis de costos

En la tabla 2-3, se muestran los costos de los dispositivos que intervienen en el prototipo de fuente de alimentación

Tabla 3-3: Costos de desarrollo del prototipo

COSTOS DE LOS COMPONENTES DEL PROTOTIPO			
DETALLE	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO	PRECIO TOTAL
Transistores MOSFET 10N60	4	\$ 4,00	\$ 16,00
Tarjeta de desarrollo Núcleo stm32f446RE	1	\$ 45,00	\$ 45,00
Tarjeta de desarrollo Blue Pill stm32f103c8t6	1	\$ 8,00	\$ 8,00
Convertidor USB-TTL Ftdi-340	1	\$ 5,80	\$ 5,80
Cable apantallado (m)	4	\$ 0,80	\$ 3,20
Transistores BJT	6	\$ 0,80	\$ 4,80
Amplificadores Operacionales MCP6024	4	\$ 7,20	\$ 28,80
Resistencias, capacitores, inductores	65	\$ 0,05	\$ 3,20
Transformador Fly-back	1	\$ 20,00	\$ 20,00
Diodos	5	\$ 0,50	\$ 2,50
Fabricación PCB	1	\$ 100,00	\$ 100,00
Opto acopladores 6N137	4	\$ 0,85	\$ 3,40
TOTAL			\$ 240,70

Realizado por: Toro, Alexander, 2020

CONCLUSIONES

Luego de realizar una revisión bibliográfica sobre los actuales métodos de elevación de tensión con aislamiento galvánico se encontró que una de las principales topologías usadas con este fin es la fuente conmutada del tipo Flyback.

La creación del prototipo de fuente de alimentación empezó por el establecimiento de requerimientos técnicos y funcionales enfocados en la instrumentación propia de pruebas de estrés eléctrico en transistores de potencia, específicamente las que involucran alta tensión.

En el proceso de desarrollo del prototipo de fuente de alimentación se incorporaron funcionalidades complementarias como el establecimiento en rampa de la tensión de prueba, que ayuda a conseguir estudios más apegados a la naturaleza de los transistores de potencia sin provocar fallas desde el inicio.

La fase de pruebas ayudó a evidenciar el estable funcionamiento de la fuente de alimentación, así como la cuantificación del error presente en la medición de las magnitudes establecidas en los requerimientos, para su posterior calibración final.

Posterior a la etapa de calibración se realizaron pruebas de estrés eléctrico y caracterización I-V en alta tensión con el fin de evaluar el desempeño del prototipo, verificando la estabilidad de tensión con tiempos de prueba superiores a las 24h. Los resultados recolectados permitieron verificar el correcto funcionamiento de la detección de corrientes superiores a las establecidas (compliance) y la veracidad de los datos de corriente y voltaje adquiridos.

Se evalúa el error RMS en la tensión de salida (500v), durante una prueba de HTRB con un tiempo de 24h, dando como resultado un valor de (1.964V), que corresponde al 0.16% de la tensión total que entrega el prototipo de fuente de alimentación de alto voltaje.

RECOMENDACIONES

En cada una de las etapas se utiliza una fuente de alimentación independiente, se recomienda mejorar el diseño del prototipo incorporando una fuente conmutada que incorpore una salida de tensión independiente por cada etapa, de manera que no sea necesario utilizar fuentes separadas.

El prototipo de fuente de alimentación presenta la desventaja de depender directamente del suministro eléctrico, por lo que se recomienda la incorporación de un sistema redundante de energía con baterías, de manera que se pueda garantizar la continuidad de la prueba sin depender del suministro eléctrico.

Se recomienda continuar el desarrollo del proyecto con la dotación de una interfaz propia (pantalla HMI) al prototipo de fuente de alimentación, de manera que no se necesite un computador para realizar la prueba de estrés eléctrico.

La etapa de calibración solo se la realiza una vez mediante programación directa del microcontrolador. Esto podría ser una desventaja con el pasar del tiempo, si se requiere una nueva calibración. Por lo que se podría agregar una opción que permita ajustar los parámetros de calibración por el usuario a través de la interfaz HMI.

BIBLIOGRAFIA

ALEXANDER, Charles K. Y SADIKU, Matthew N. O. *Fundamentos de circuitos eléctricos*. Tercera. México : McGRAW-HILL, 2006. 970-10-5606-X.

BALIGA, B. Jayant. *Fundamentals of Power Semiconductors Devices*. New York : Springer Science+Business Media, 2008. 978-0-387-47313-0.

BALOGH, Laszlo. *A Practical Introduction to Digital Power Supply Control*. Texas : Texas Instruments Incorporated, 2005.

BOYLESTAD, Robert y NASHELSKY, Louis. *Electrónica Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. México : Prentice Hall, 2009.

BROWN, Marty. *Practical Switching Power Supply Design*. The United States Of America : Academic Press, 1990. 0-12-137030-5.

CORPORATION, Measurement computing. *Data Acquisition Hand Book*. Estados Unidos : s.n., 2012.

COUGHLIN, Robert F. y DRISCOLL, Frederick F. *Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales*. México : Prentice-Hall Inc, 2000. 968-880-284-0.

FAIRCHILD, Industries. *Reliability Stress Test Descriptions*. 2003.

HART, Daniel W. *Electrónica de Potencia*. Madrid : Prentice Hall , 2001. 84-205-3179-0.

HERNANDEZ, Jorge Luis. *New Methodologies and Instrumentations for Power*. Rende : s.n., 2015.

LUTZ, Josef. *Semiconductor Power Devices, Physics, Characteristics, Reliability* . Berlin : Springer, 2011. 978-3-642-11125-9.

MOHAN, Ned, UNDERLAND, Tore y ROBBINS, Willam. *ELECTRÓNICA DE POTENCIA: Convertidores, aplicaciones y diseño*. México : McGRAW-HILL, 2009. 978-0-471-22693-.

OGATA, Katsuhiko. *Ingeniería de control moderna*. Madrid : PEARSON EDUCACIÓN, 2010. 978-84-8322-660-5.

RASHID, Muhammad H. *Power Electronics: Circuits, Devices and Applications*. England : Pearson Education Limited, 2014. 978-0-273-76908-8.

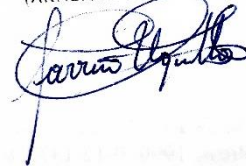
TOULSON, Rob Y WILMSHURST, Tim. *Fast and Effective Embedded Systems Design*. Oxford : Elsevier, 2017. 978-0-08-100880-5.

XIAO, Perry. *Designing Embedded Systems and the Internet of Things (IoT) with the ARM® Mbed™.* Ucrania : John Wiley & Sons, 2018. ISBN 9781119363996.

REVISADO

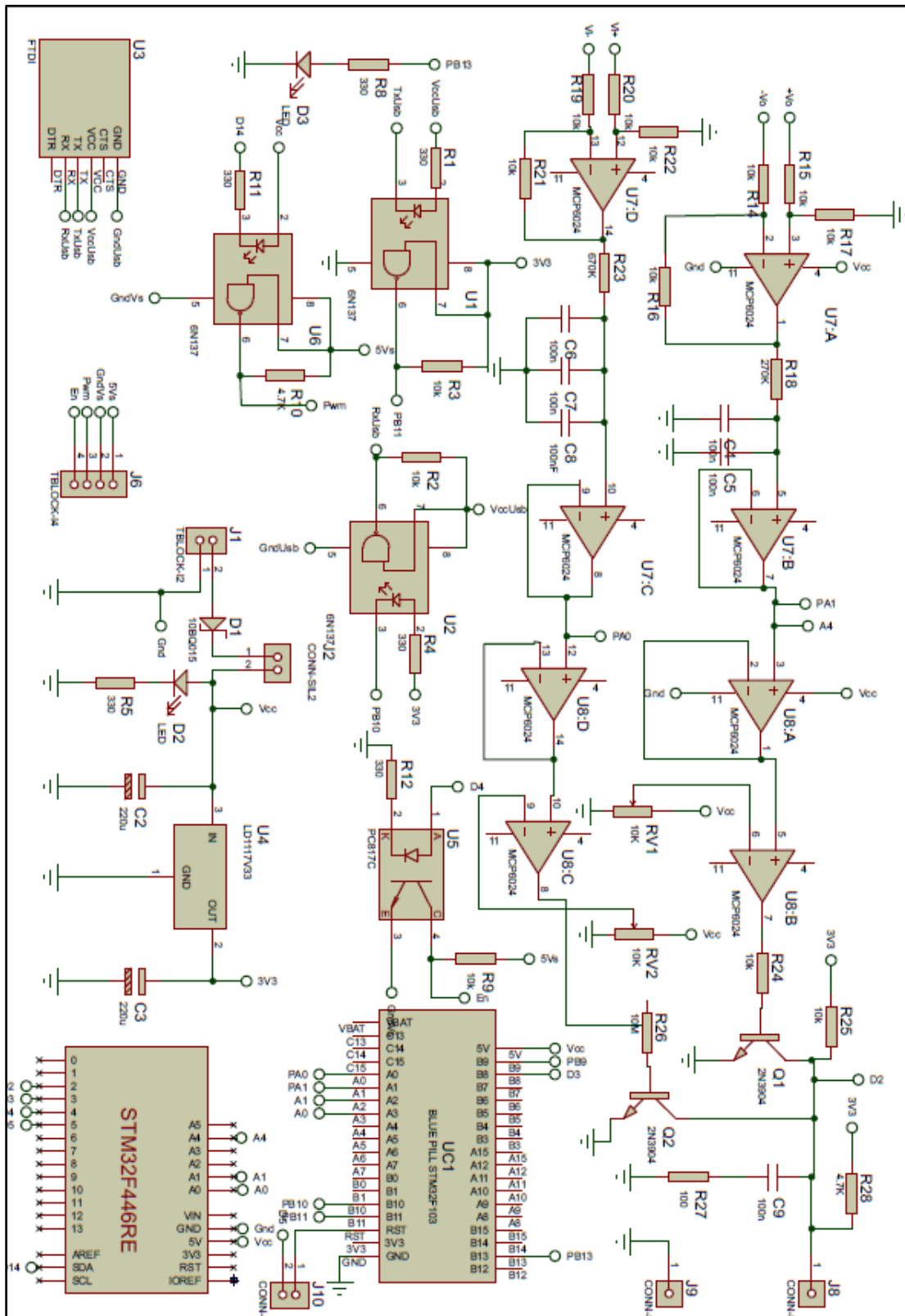
20 FEB 2020

Ing. Jhonatan Parreño Uquillas. MBA
(ANALISTA DE BIBLIOTECA 1°)

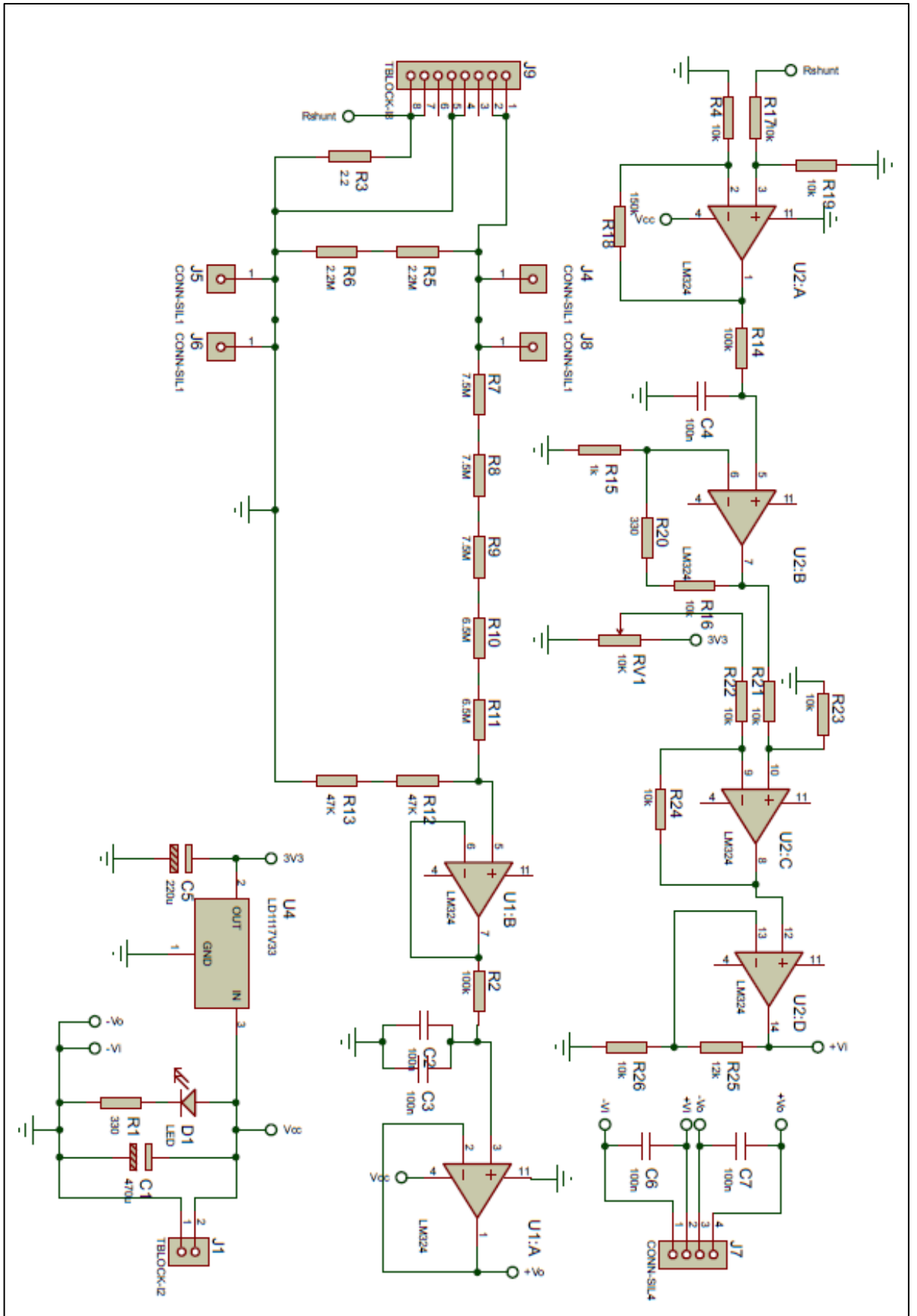


ANEXOS

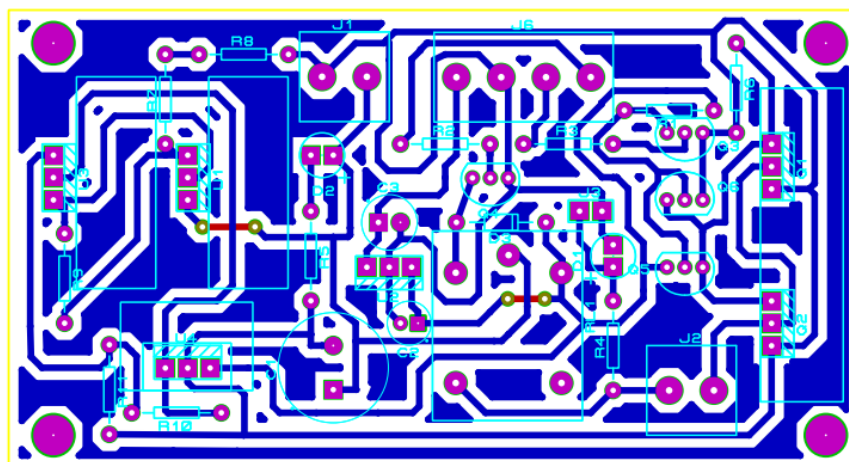
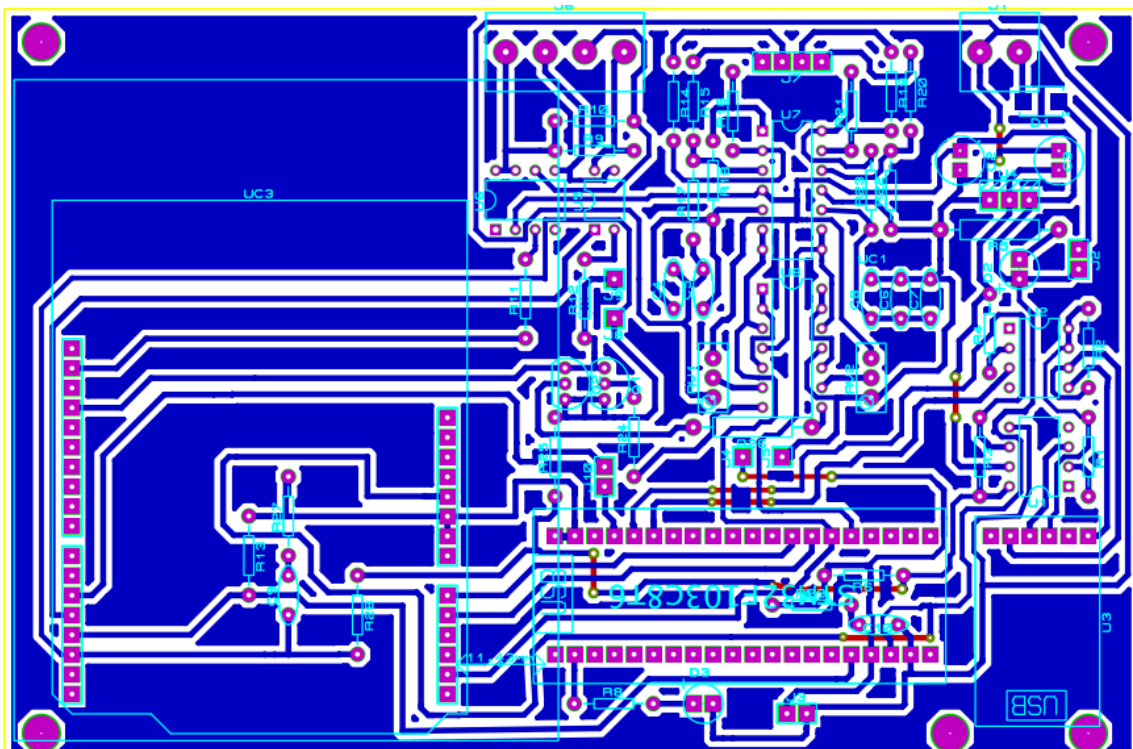
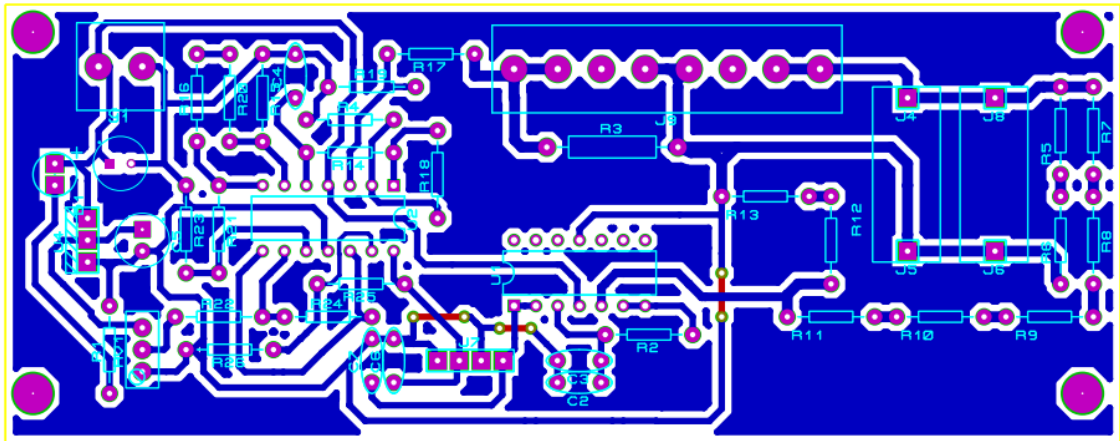
Anexo A: Diagrama esquemático de tarjeta de control y procesamiento



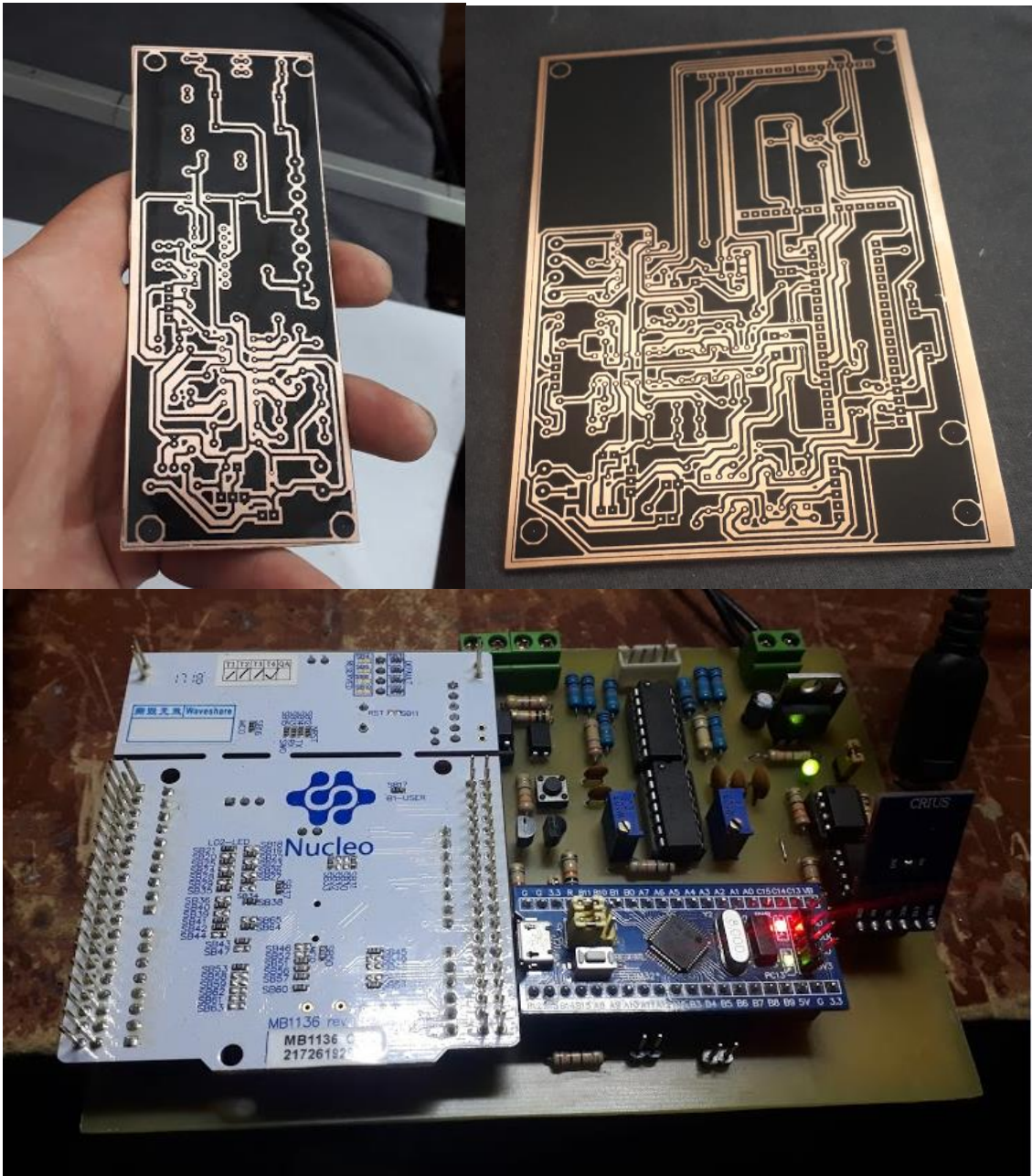
Anexo C: Diagrama esquemático del circuito de acondicionamiento de corriente y voltaje



Anexo D: PCB de las tarjetas implementadas en el prototipo

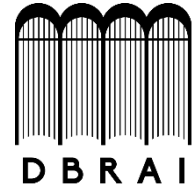


Anexo E: Fotografías de las tarjetas de circuito impreso implementadas en el prototipo





**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DE
CHIMBORAZO**



**DIRECCIÓN DE BIBLIOTECAS Y RECURSOS
PARA EL APRENDIZAJE Y LA INVESTIGACIÓN**

**UNIDAD DE PROCESOS TÉCNICOS
REVISIÓN DE NORMAS TÉCNICAS, RESUMEN Y BIBLIOGRAFÍA**

Fecha de entrega: 05 / 03 / 2020

INFORMACIÓN DEL AUTOR/A (S)
Nombres – Apellidos: Alexander Fernando Toro Sánchez
INFORMACIÓN INSTITUCIONAL
Facultad: Facultad de Informática y Electrónica
Carrera: Carrera de Ingeniería Electrónica en Control y Redes Industriales
Título a optar: Ingeniero en Electrónica, Control y Redes Industriales
f. Analista de Biblioteca responsable:

REVISADO

05 MAR 2020

Ing. Jonathan Parroño Uscillos MBA
(ANALISTA DE BIBLIOTECA 1)