

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROBADOR DE RESISTENCIA DE
AISLAMIENTO”**

OPCIÓN I

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:
ING. PABLO ALBERTO RETANA FLORES

ASESOR:
M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Cd. Madero, Tamps; a **27 de Mayo de 2016.**

OFICIO No.: U2.056/16
ÁREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

C. ING. PABLO ALBERTO RETANA FLORES.
NO. DE CONTROL G02070751
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, el cual está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SECRETARIO :	DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ
VOCAL :	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
SUPLENTE :	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
DIRECTOR DE TESIS :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROBADOR DE RESISTENCIA DE AISLAMIENTO “

Es muy satisfactorio para esta División compartir con Usted el logro de esta meta, esperando que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

“Por mi patria y por mi bien”®


M. P. MARÍA YOLANDA CHÁVEZ CINCO
JEFA DE LA DIVISIÓN



S.E.P.
DIVISION DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E
INVESTIGACION
I T C M

c.c.p.- Minuta
Archivo
MYCHC 'HCV' jar
✱

Agradecimientos

A Dios por estar sobre todas las cosas en este mundo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo durante estos dos años.

A la maestra María Yolanda Chávez Cinco, jefa de la División de Estudios de Posgrado e Investigación.

A los maestros de la Maestría en Ingeniería Eléctrica, quienes confiaron en mí para ingresar a este programa, y que me ayudaron a abrir mi mente a nuevos conocimientos y técnicas dentro de la ingeniería, en especial a mi director de tesis, el M.C. Aarón González Rodríguez, por su apoyo fundamental para el desarrollo de este proyecto.

Dedicatoria

A mis padres Ángeles y Lamberto, quienes me han dado su cariño y apoyo incondicional en todo momento.

A mis hermanas Mónica, Ángeles y Michelle, mis sobrinos Sebastián y Constanza, quienes son parte importante en mi vida.

A mi novia Ángela Yolanda que ha estado la mayor parte de este proceso brindándome su apoyo y cariño.

A mis compañeros y amigos dentro de la maestría, José Manuel, Mario, Noé, Pedro, Edson, Juan Manuel, Clemente, Eduardo, Anselmo, José Inés, Jeziel, Jesús, Aarón, Rodrigo, Abel, Salvador y Joel, por compartir siempre gratos momentos en el transcurso de todo este tiempo que hemos compartido juntos.

Diseño y construcción de un probador de resistencia de aislamiento.

Presenta: Pablo Alberto Retana Flores

Asesor: M. C. Aarón González Rodríguez

Este trabajo presenta información relevante para el diseño y construcción de un probador de resistencia de aislamiento, y cuyas principales características son: portabilidad, desplegado digital de valores de medición en pantalla LCD y lectura en mega ohms.

El diseño y la construcción del probador constan de tres etapas, la primera es la de reducir el voltaje de alimentación de 6V (cuatro baterías de 1.5 V tipo “AA”) a 2.5V, por medio de un convertidor reductor de conmutación; la segunda etapa corresponde a la elevación de los 2.5V para generar 1000V a la salida, esto se logra mediante una fuente de alimentación conmutada tipo flyback; finalmente, la tercera etapa corresponde al circuito digital utilizando la placa Arduino UNO cuyo principal componente es el microcontrolador ATmega328P.

A lo largo del trabajo se describen los dispositivos y elementos que conforman cada una de las etapas mencionadas. También se presentan los diagramas esquemáticos que conforman la totalidad del proyecto; de igual manera, se proporciona el circuito en tarjeta impresa (PCB) y gráficas de osciloscopio de las señales más importantes en los convertidores de potencia.

Abstract

Design and construction of an insulation resistance tester.

Presents: Pablo Alberto Retana Flores

Advisor: M. C. Aarón González Rodríguez

This paper presents relevant information about the design and construction of an insulation resistance tester, and its main features include portability, digital measurement, display of values on LCD, and mega ohms reading.

Tester design and construction consist of three stages, the first of these is to reduce from 6V (four 1.5V batteries type “AA”) to 2.5V through the use of a reducing switching converter; the second stage corresponds to the voltage boost from 2.5V to 1000V at the output, this is accomplished by a switching power supply flyback type; finally, the third stage corresponds to the digital circuit using the Arduino UNO whose main component is the microcontroller ATmega328P.

Throughout the work the devices and elements that make up each of the stages above are described. Schematics that make the entire project are also presented; likewise, the printed circuit board (PCB) and oscilloscope graphics of the most important signals in the power converters are provided.

Contenido

<i>Resumen</i>	<i>v</i>
<i>Abstract</i>	<i>vii</i>
<i>Lista de figuras</i>	<i>xi</i>
<i>Lista de Tablas</i>	<i>xii</i>
Capítulo 1	
<i>Introducción</i>	<i>1</i>
<i>1.1. Antecedentes del Problema</i>	<i>2</i>
<i>1.2. Planteamiento del problema</i>	<i>3</i>
<i>1.3. Justificación</i>	<i>4</i>
<i>1.4. Objetivos</i>	<i>4</i>
<i>1.4.1. Objetivo general</i>	<i>4</i>
<i>1.4.2. Objetivos específicos</i>	<i>4</i>
<i>1.5. Hipótesis</i>	<i>5</i>
<i>1.6. Alcances y limitaciones</i>	<i>5</i>
<i>1.6.1. Alcances</i>	<i>5</i>
<i>1.6.2. Limitaciones</i>	<i>5</i>
Capítulo 2	
<i>Marco Teórico</i>	<i>6</i>
<i>2.1. Conceptos de Resistencia de Aislamiento</i>	<i>7</i>
<i>2.1.1. Resistencia de Aislamiento Eléctrico</i>	<i>7</i>
<i>2.1.2. Corriente de Aislamiento</i>	<i>8</i>
<i>2.1.3. Absorción Dieléctrica</i>	<i>9</i>
<i>2.1.4. Índices de Absorción y Polarización</i>	<i>9</i>
<i>2.2. Medición de Resistencia de Aislamiento</i>	<i>9</i>
<i>2.2.1. Descripción del Megóhmetro</i>	<i>10</i>

2.2.2. Principio de Operación del Megóhmetro	10
2.3. Electrónica de Potencia.....	12
2.3.1. Procesadores de Potencia.....	13
2.3.2. Convertidores de Potencia.....	14
2.3.3. Técnicas de Control en los Convertidores de Potencia.....	16
2.3.3.1. Control en Modo de Voltaje	16
2.3.4. Convertidor Reductor (Step-Down o Buck).....	17
2.3.4.1. Teoría de Operación del Convertidor Reductor	18
2.3.4.2. Conceptos del Convertidor Reductor.....	18
2.3.4.3. Operación en Modo Continuo.....	19
2.3.4.4. Modo Discontinuo	22
2.3.4.5. Modo de Operación en el Límite entre Continuo y Discontinuo	24
2.3.5. Fuentes de Alimentación.....	26
2.3.6. Fuentes de Alimentación de CD en Modo Conmutado	27
2.3.6.1. Convertidor flyback	28
2.3.6.2 Estructura y Principio de Operación	28
2.3.7. Interruptores electrónicos	30
2.3.7.1. El Diodo Rectificador	30
2.3.7.2. Diodo Schottky.....	31
2.3.7.3. Transistores	32
2.3.7.4. Transistor Darlington.....	33
2.3.7.4.1. Funcionamiento Interno de un Transistor Darlington	33
2.4. Medidores Electrónicos Digitales.....	35
2.4.1. Convertidores Analógicos a Digitales	36
2.4.2. Voltímetros Digitales	36
2.4.3. Multímetros Digitales	37
2.5. Plataforma de Arduino.....	38

Capítulo 3

<i>Diseño del Probador de Resistencia de aislamiento</i>	40
<i>3.1. Diseño del Probador de Resistencia de Aislamiento</i>	41
<i>3.2. Reguladores Reductores de Conmutación</i>	41
<i>3.3. Convertidor CD-CD MC34063</i>	43
<i>3.3.1. Descripción de las partes del MC34063</i>	44
<i>3.3.1.1. Voltaje De Referencia</i>	44
<i>3.3.1.2. Oscilador</i>	44
<i>3.3.1.3. Límite de corriente</i>	45
<i>3.3.1.4. Interruptor de Salida</i>	46
<i>3.3.2. Descripción funcional de las partes del MC34063</i>	46
<i>3.3.3. Operación del MC34063 como Regulador de Conmutación Reductor</i>	48
<i>3.4. Diseño del Convertidor Reductor de Conmutación</i>	52
<i>3.5. Diodo Schottky 1N5819</i>	56
<i>3.6. Etapas de la Fuente de Alimentación Tipo Flyback</i>	57
<i>3.6.1. Oscilador de Bloqueo y Operación</i>	57
<i>3.6.1.1. Transistor BD135</i>	58
<i>3.7. El Transformador Flyback</i>	59
<i>3.8. Multiplicador de Voltaje</i>	61
<i>3.8.1. Operación del Multiplicador de Voltaje</i>	62
<i>3.8.2. Diodo Rectificador 1N4007</i>	63
<i>3.9. Etapa del Circuito Digital</i>	63
<i>3.9.1. Placa Arduino UNO</i>	64
<i>3.9.1.1. Programación</i>	65
<i>3.9.1.2. Alimentación</i>	65
<i>3.9.1.3. Configuración de las terminales de alimentación</i>	66
<i>3.9.1.4. Memoria</i>	67

<i>3.9.1.5. Terminales de E / S.....</i>	<i>67</i>
<i>3.9.1.6. Comunicación.....</i>	<i>68</i>
<i>3.9.1.7. Software de reinicio automático.....</i>	<i>68</i>
<i>3.9.2. Código de Programación del Probador de Resistencia de Aislamiento en el Programa Arduino (IDE).....</i>	<i>69</i>
<i>3.9.3 Circuito Digital en la Placa de Arduino.....</i>	<i>70</i>
 <i>Capítulo 4</i>	
<i>Construcción y Resultados Experimentales.....</i>	<i>72</i>
<i>4.1. Diseño del Circuito Impreso.....</i>	<i>73</i>
<i>4.2. Diseño de la Etapa del Convertidor Reductor de Conmutación.....</i>	<i>73</i>
<i>4.3. Diseño de la Etapa de la Fuente de Alimentación Flyback y el Multiplicador de Voltaje.....</i>	<i>74</i>
<i>4.4. Resultados Experimentales del Proyecto.....</i>	<i>75</i>
 <i>Capítulo 5</i>	
<i>Conclusiones.....</i>	<i>76</i>
<i>5.1. Conclusiones.....</i>	<i>77</i>
<i>Referencias.....</i>	<i>78</i>

Lista de figuras

Figura 2.1. Ley de Ohm	7
Figura 2.2. Diagrama elemental de un medidor de resistencia de aislamiento.....	11
Figura 2.3. Diagrama de bloques de un sistema de electrónica de potencia.	13
Figura 2.4. Convertidores de ca a cd.	14
Figura 2.5. Sistema convertidor cd-cd.....	15
Figura 2.6. Diagrama básico del convertidor reductor (step-down o buck) con sus partes señaladas.	17
Figura 2.7. Las dos configuraciones del convertidor reductor.....	19
Figura 2.8. Evolución de los voltajes y corrientes con respecto al tiempo en un convertidor reductor ideal operando en modo continuo.....	20
Figura 2.9. Evolución de los voltajes y corrientes con respecto al tiempo en un convertidor reductor ideal operando en modo discontinuo.	22
Figura 2.10. Evolución de los voltajes normalizados de salida con respecto a la corriente normalizada de salida.	26
Figura 2.11. Diagrama esquemático de una fuente de alimentación tipo flyback.	28
Figura 2.12. Configuración del estado encendido en el flyback.	29
Figura 2.13. Configuración del estado apagado en el flyback.	29
Figura 2.14. (a) diodo rectificador; (b) característica i-v; (c) característica idealizada i-v; (d) tiempo de recuperación inversa t_{rr}	31
Figura 2.15. Símbolo del diodo Schottky.	31
Figura 2.16. (a) BJT (NPN); (b) características del BJT; (c) características idealizadas del BJT	32
Figura 2.17. Configuración de un transistor darlington.	33
Figura 3.1. Reguladores reductores; a) Regulador lineal; b) Regulador conmutado.....	42
Figura 3.2. Funciones internas del MC34063.....	43
Figura 3.3. Circuito del voltaje de referencia.	44
Figura 3.4. Umbrales de voltaje del Oscilador.	45
Figura 3.5. Voltaje sensor del límite de corriente vs la corriente de carga del capacitor de temporización.	45
Figura 3.6. Formas de onda típicas de operación.	46
Figura 3.7. Configuración circuito reductor o Step-Down $V_{out} \leq V_{in}$	48
Figura 3.8. Formas de onda del regulador reductor de conmutación.	52
Figura 3.9. Valores calculados para el MC34063.....	56

Figura 3.10. Representación gráfica del 1N5819.	56
Figura 3.11. Etapas del Controlador (driver) tipo Flyback.	57
Figura 3.12. Distribución de las terminales del transistor BD135.	59
Figura 3.13. Diagrama del multiplicador de voltaje (cascada de Villard).	61
Figura 3.14. Operación del multiplicador de voltaje.	62
Figura 3.15. Apariencia física del diodo rectificador 1N4007.	63
Figura 3.16. Distribución de terminales y puertos del microcontrolador Atmega328P y funciones en la placa Uno de Arduino.	67
Figura 3.17. Implementación de la placa Arduino UNO en el software ISIS de Proteus.	70
Figura 3.18. Resultado de la medición de resistencia de aislamiento en el programa de simulación	71
Figura 4.1. Entorno de trabajo del ARES para el desarrollo de diagramas esquemáticos.	73
Figura 4.2. Diagrama esquemático del convertidor reductor de conmutación.	73
Figura 4.3. Diagrama esquemático de la fuente de alimentación flyback y el multiplicador de voltaje.	74
Figura 4.4. Diseño del circuito impreso del medidor de aislamiento.	74
Figura 4.5. Señal a la salida del capacitor de temporización c_T en el convertidor reductor.	75
Figura 4.6. Señal de 2.5v a la salida del convertidor reductor y a la entrada de la fuente de alimentación tipo flyback.	75

Lista de Tablas

Tabla 3.1. Tabla de verdad de los bloques de funcionamiento.	47
Tabla 3.2. Características eléctricas del 1n5819.	57
Tabla 3.3. Características eléctricas del bd135.	58
Tabla 3.4. Características eléctricas del 1n4007.	63
Tabla 3.5. Tabla de características generales de la placa arduino uno	64

Capítulo

1

Introducción.

En el presente capítulo se muestra una introducción del trabajo desarrollado en el cual se abordan los antecedentes del problema; el planteamiento del problema; así mismo la justificación, los objetivos, la hipótesis y finalizando con los alcances y limitaciones.

1.1. Antecedentes del Problema

Para muchas empresas (industriales, talleres, de salud, educativas, servicios bancarios, de gobierno, etc.) el mantenimiento es una actividad que se lleva cabo de forma reactiva, es decir, en respuesta a interrupciones, averías y otros eventos de naturaleza fortuita. Las repercusiones vistas en este tipo de enfoque pueden ser severas, especialmente en operaciones tales como plantas de procesamiento, líneas de montaje y plantas de energía, donde la falla de un componente relativamente menor puede alterar toda la instalación. De esta forma, muchas empresas han descubierto que el costo total de tiempo por inactividad y las reparaciones de emergencia a cualquier hora del día, tienen efectos negativos en su economía y finanzas. Por otro lado, un programa de mantenimiento preventivo y/o predictivo asegura la continuidad de la operación y disminuye el peligro de interrupciones no planificadas. Las interrupciones planificadas tienen lugar durante períodos de inactividad o de menor uso, y, como resultado, los problemas se pueden detectar en etapas tempranas y de esta manera pueden tomarse acciones correctivas antes que el daño se haga extensivo.

Actualmente, en la mayoría de las empresas donde se cuenta con un área eléctrica, una prueba esencial en el mantenimiento preventivo–predictivo eléctrico es la prueba de resistencia de aislamiento.

Aun cuando los fabricantes de equipo eléctrico (motores, generadores, cable, transformadores, etc.) han mejorado continuamente sus aislamientos para los servicios de la industria, hoy en día, el aislamiento está sujeto a varios factores que pueden ocasionar que este falle y estos son principalmente: daños mecánicos, vibraciones, suciedad, calor o frío excesivos, aceite, vapores corrosivos, humedad de los procesos o simplemente la humedad del ambiente. Aunado a la aparición de picaduras o grietas en la armazón de los equipos, la humedad y las materias extrañas penetran en la superficie del aislamiento y proporcionan una trayectoria de baja resistencia para la fuga de corriente, esto es aprovechado por los factores mencionados anteriormente y una vez que todos estos factores se combinan, permite una corriente excesiva través del aislamiento.

1.2. Planteamiento del problema

En ocasiones, la caída de resistencia de aislamiento ocurre de manera súbita (por ejemplo, al suceder una falla en el equipo eléctrico); sin embargo, generalmente cae de forma gradual, lo que es suficiente advertencia si se verifica periódicamente (la resistencia de aislamiento). Estas observaciones permiten el reacondicionamiento planeado antes de que falle el servicio del equipo, pero si estas verificaciones no se llevan a cabo, se corre el peligro de que, lo que antes era un buen aislamiento ahora sea un conductor de alto riesgo. Un claro ejemplo puede ser un motor con poco aislamiento que al ser energizado con cierto voltaje no solo es peligroso para quien llegue a tener contacto con él, sino que es altamente probable que el motor se quemara y tenga grandes repercusiones en el lugar donde esté instalado.

Para evitar caer en estos riesgos, un megóhmetro se vuelve una herramienta indispensable en todo lugar donde exista un sistema eléctrico conectado o bien un equipo en específico, así mismo se vuelve un instrumento primordial dentro de los programas de mantenimiento eléctrico y de igual forma puede servir como un recurso adicional a la hora de comprobar el estado real de un equipo recién reparado e incluso recién salido de la fábrica.

En la actualidad un megóhmetro, mejor conocido como *Megger*—esta es la marca del primer instrumento comercial portátil que mide resistencia de aislamiento y fue introducido al mercado a finales del siglo XIX— que es esencialmente un medidor de resistencia de alto rango, es decir, que mide en escala de mega ohms, además de efectuar la medición de resistencia de aislamiento, los más recientes pueden incorporar una serie de características y funciones que los convierten en dispositivos de alta gama (algunos modelos son capaces de almacenar los datos arrojados por la medición en algún tipo de memoria ya sea interna y/o portátil, también pueden programar fechas para futuras pruebas, etcétera) y por lo tanto, los precios de comercialización se elevan demasiado, resultando difícil su adquisición por parte de micro, pequeñas e incluso medianas empresas, talleres, laboratorios escolares y en general todo lugar donde se encuentren instalados equipos eléctricos.

1.3. Justificación

En el mercado globalizado de hoy en día es posible existen diversas marcas y modelos de probadores de resistencia de aislamiento, y, de acuerdo a los propósitos y necesidades de cada persona o empresa que adquieran estos instrumentos de medición, también es muy amplia la gama de precios.

Es debido a lo anterior que en la relación costo–beneficio existe una diferencia notable y el propósito del presente proyecto es el diseño y construcción de un probador que cumpla satisfactoriamente los requerimientos necesarios para efectuar la prueba de resistencia de aislamiento, que sea accesible en su operación y costos (tanto de fabricación así como su costo de venta) para cubrir las necesidades técnicas de personas y/o empresas que así lo requieran teniendo un instrumento que cuente con los beneficios que la tecnología actual presenta.

1.4. Objetivos

Se presentan tanto el objetivo general como los objetivos específicos.

1.4.1. Objetivo general

Diseñar y construir un probador digital de resistencia de aislamiento cuyos resultados desplegados sean de fácil y rápida interpretación técnica.

1.4.2. Objetivos específicos

1. El dispositivo estará adecuado para su operación en instalaciones y equipos de baja y mediana tensión.
2. Portabilidad del instrumento, es decir, que pueda llevarse físicamente al lugar donde se encuentre la instalación o equipo al que se deseé medir la resistencia de aislamiento.
3. Lectura en pantalla LCD del aparato probador en megohms.
4. Voltaje máximo de prueba de 1000 VCD.

1.5. Hipótesis

Es posible el diseño y la construcción de un instrumento capaz de medir la resistencia de aislamiento con un rango de medición de voltaje de aislamiento de hasta 1000V de corriente directa (VCD).

El megóhmetro construido es útil en la localización de varios tipos de fallas en equipos eléctricos y el mantenimiento preventivo.

1.6. Alcances y limitaciones

En esta sección se hace un análisis de hasta donde se puede llegar en el proyecto de tesis y cuáles son sus restricciones a considerarse.

1.6.1. Alcances

El presente trabajo de investigación abarca el diseño y construcción del instrumento para ser aplicado en laboratorios escolares, talleres eléctricos de medianas y pequeñas industrias y en general donde existan equipos eléctricos de baja tensión (127/220/440 VCA).

1.6.2. Limitaciones

- Se proporciona un voltaje máximo de 1000 VCD.
- El rango de medición de resistencia de aislamiento es hasta 100 M Ω
- Al ser operado por baterías, estas deberán ser reemplazadas al gastarse.

Capítulo

2

Marco Teórico.

En este capítulo se presentan las bases teóricas en que las que se centra el desarrollo del trabajo. Se abordan los fundamentos que constituyen la medición de resistencia de aislamiento, de la electrónica de potencia, de los medidores digitales y la plataforma Arduino Uno basada en el microcontrolador ATmega328P.

2.1. Conceptos de Resistencia de Aislamiento

La resistencia eléctrica describe la tendencia de un material para impedir el flujo de cargas a través de él. La unidad de medida de la resistencia, R , es el Ohm (Ω). Si un circuito o dispositivo necesita el efecto que produce una cantidad específica de resistencia, se emplea un elemento que aumenta la resistencia total del circuito; a ese elemento se le llama resistor (comúnmente llamado resistencia). Estos se fabrican con materiales que conducen la electricidad, pero que poseen una resistencia grande comparada con la de los alambres y contactos. El voltaje instantáneo a través de una resistencia es directamente proporcional a la corriente que pasa a través de él. La ecuación que describe esta relación, se expresa según la ecuación 2.1 y se le conoce como *Ley de Ohm*.

$$V = RI \quad (2.1)$$

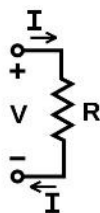


Figura 2.1. Ley de Ohm

2.1.1. Resistencia de Aislamiento Eléctrico

En una instalación eléctrica (ya sean motores, generadores, cables, interruptores, transformadores, etc.), cada uno de los alambres eléctricos (generalmente de cobre o aluminio) están cubiertos con alguna forma de aislamiento eléctrico. El alambre en sí, es un buen conductor de la corriente eléctrica. El aislamiento debe ser justamente lo opuesto de un conductor, es decir, debe resistir la corriente y mantenerla en su trayectoria a lo largo del conductor.

Entonces la resistencia de aislamiento se define como la resistencia (en $M\Omega$) que ofrece un aislamiento al aplicarle un voltaje de corriente directa durante un tiempo dado, medido a partir de la aplicación del mismo, como referencia se utilizan los valores de 1 a 10 minutos.

2.1.2. Corriente de Aislamiento

A la corriente resultante de la aplicación del voltaje de corriente directa a un aislamiento, se le denomina corriente de aislamiento y consiste de dos componentes principales:

a) La corriente que fluye sobre la superficie de fuga. Esta corriente al igual que la de conducción permanece constante y ambas constituyen el factor primario para juzgar las condiciones de un aislamiento.

b) La corriente que fluye dentro del volumen de aislamiento y está compuesta de:

i) Corriente capacitiva: es una corriente de magnitud comparativamente alta y de corta duración, decrece rápidamente a un valor despreciable conforme se carga el aislamiento y es la responsable del bajo valor inicial de resistencia de aislamiento. Su efecto es notorio en aquellos equipos que tienen capacitancia alta, como en grandes longitudes de cables de potencia.

ii) Corriente de absorción dieléctrica: esta corriente decrece gradualmente con el tiempo, desde un valor relativamente alto a un valor cercano a cero siguiendo una función exponencial. Generalmente, los valores de resistencia obtenidos en los primeros minutos de una prueba, quedan en gran parte determinados por la corriente de absorción. Dependiendo del tipo y volumen de aislamiento, esta corriente tarda desde unos cuantos minutos a varias horas en alcanzar un valor apreciable, sin embargo, para efectos de prueba de megóhmetro puede despreciarse el cambio que ocurra después de 10 minutos.

iii) Corriente de conducción irreversible: esta corriente fluye a través del aislamiento y es prácticamente constante y predomina después que la corriente de absorción se hace insignificante.

2.1.3. Absorción Dieléctrica

La resistencia de aislamiento varía directamente con el espesor del aislamiento e inversamente al área del mismo cuando repentinamente se aplica un voltaje de corriente directa a un aislamiento. La resistencia se inicia con un valor bajo y gradualmente va aumentando con el tiempo hasta estabilizarse.

A la curva obtenida cuando se grafican los valores de resistencia de aislamiento contra el tiempo, se le denomina curva de absorción dieléctrica y su pendiente indica el grado relativo de secado o suciedad del aislamiento. Si el aislamiento está húmedo o sucio se alcanzará un valor estable en uno o dos minutos después de haber iniciado la prueba y se obtendrá una curva con baja pendiente.

2.1.4. Índices de Absorción y Polarización

La pendiente de la curva de absorción dieléctrica puede expresarse mediante la relación de dos lecturas de resistencia de aislamiento tomadas a diferentes intervalos de tiempo durante la misma prueba. A la relación de 60 segundos a 30 segundos se le conoce como *índice de absorción* y a la relación de 10 minutos a 1 minuto como *índice de polarización*.

El índice de polarización es muy útil para la evaluación del estado del aislamiento de devanados de generadores y transformadores, y es indispensable que se obtenga justamente antes de efectuar una prueba de alta tensión en máquinas rotatorias.

2.2. Medición de Resistencia de Aislamiento

Básicamente existen cuatro formas de medir la resistencia de aislamiento:

- a) Mediante un óhmetro (megóhmetro) de indicación directa.
- b) Mediante un voltímetro y un amperímetro utilizando una fuente de potencial de corriente directa.

- c) Mediante un voltímetro y una fuente de potencial de corriente directa.
- d) Mediante un puente de resistencia con batería y galvanómetro autocontenido.

De todos los métodos mencionados arriba, el más usado hoy en día es el megóhmetro ya que constituye el instrumento más práctico y común para medir la resistencia de aislamiento.

2.2.1. Descripción del Megóhmetro

El megóhmetro ha sido el instrumento estándar para la verificación de resistencia de aislamiento. Existen básicamente tres tipos de instrumentos, los accionados manualmente, los accionados por motor y los de tipo rectificador.

El primer tipo es satisfactorio para efectuar pruebas de tiempo corto, pero no es recomendable para las pruebas rutinarias de absorción dieléctrica; para este fin deberán usarse cualquiera de los otros dos tipos. Como el valor varía con el voltaje aplicado es importante que el instrumento de prueba tenga suficiente capacidad para mantener su voltaje a su valor nominal constante durante los 10 minutos de prueba. Por esta razón, algunos de los aparatos pequeños no son aptos para efectuar pruebas en los transformadores y generadores grandes que toman una corriente de absorción grande. Se recomienda usar un mismo instrumento para efectuar las pruebas periódicas en el equipo, ya que las diferencias en las características de salida pueden afectar las curvas de absorción dieléctrica, especialmente en los valores iniciales.

2.2.2. Principio de Operación del Megóhmetro

Aun cuando existe una gran variedad de instrumentos para la medición de resistencia de aislamiento, puede decirse que la mayoría utiliza el elemento de medición de bobinas cruzadas, cuya principal característica es que su exactitud es independiente del voltaje aplicado en la prueba. El megóhmetro analógico consiste fundamentalmente de dos bobinas designadas como A y B (figura 2.2) montadas en un sistema móvil común, con una aguja

indicadora unida a las bobinas y con libertad para girar en un campo producido por un imán permanente. En el caso del megóhmetro el sistema móvil está sustentado en elementos soportados en resortes y está exento de las espirales de control que llevan otros aparatos como los amperímetros y voltímetros.

La alimentación de señal a las bobinas se efectúa mediante ligamentos conductores que ofrecen la mínima restricción posible, en tal forma, que cuando el instrumento está nivelado y no se le está alimentando corriente la aguja indicadora flotará libremente pudiendo quedar en reposo en cualquier posición de la escala.

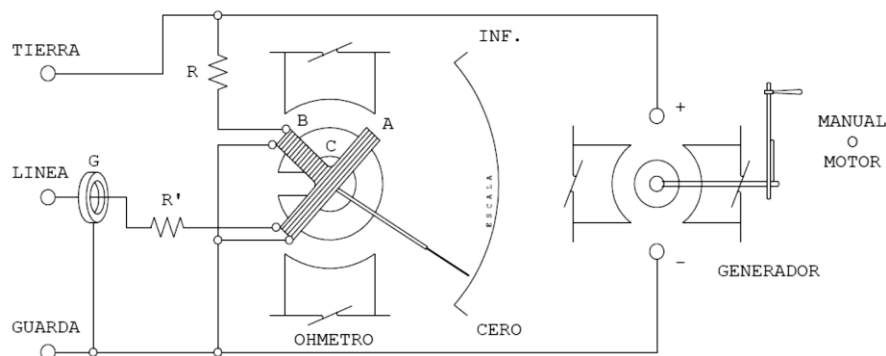


Figura 2.2. Diagrama elemental de un medidor de resistencia de aislamiento.

Adicionalmente al elemento de medición, el megóhmetro tiene un generador de corriente directa accionado manualmente o mediante un motor el cual proporciona el voltaje necesario para efectuar la medición. La bobina deflectora A está conectada en serie con una resistencia fija R' y la bobina de control B está conectada en serie con una resistencia de serie R, quedando la resistencia bajo prueba conectada entre las terminales línea y tierra del aparato. Las bobinas A y B están montadas en el sistema móvil con un ángulo fijo entre ellas y están conectadas de tal forma que cuando se les alimenta corriente, desarrollan pares opuestos y tienden a girar el sistema móvil en direcciones contrarias. Por lo tanto, la aguja indicadora se estabilizará en el punto donde los dos pares se balancean. Cuando el aislamiento es casi perfecto o cuando no se conecta nada a las terminales de prueba no habrá flujo de corriente en la bobina A. Sin embargo, por la bobina B circula un flujo de corriente y por tal razón, gira en contra de las manecillas del reloj hasta posicionarse sobre el entrehierro en el núcleo de hierro C. En esta posición la aguja indicadora está sobre la marca del infinito.

Con las terminales de prueba en cortocircuito fluye una corriente mayor en la bobina A que en la bobina B, por tal motivo un par mayor en la bobina A desplaza el sistema móvil en sentido de las manecillas del reloj, hasta posicionar la aguja indicadora en el cero de la escala.

Cuando se conecta una resistencia entre las terminales línea y tierra del aparato, fluye una corriente en la bobina deflectora A y el par correspondiente, desplazará el sistema sacándolo de la posición del infinito hacia un campo magnético que aumenta gradualmente, hasta que se alcanza un balance entre los pares de las dos bobinas. Esta posición depende del valor de la resistencia externa que controla la magnitud relativa de la corriente en la bobina A. Debido a que los cambios en el voltaje afectan las dos bobinas en la misma proporción, la posición del sistema móvil es independiente del voltaje.

La función de la resistencia R' es limitar la corriente en la bobina A y evitar que se dañe el aparato cuando se ponen en cortocircuito las terminales de prueba.

En la figura 2.2 se muestra como se guarda la terminal de línea mediante una arandela metálica conectada al circuito de guarda, esto evita errores debido a fugas a través de la superficie del aparato entre las terminales de línea y tierra. Básicamente lo que se hace, es proporcionar a la corriente de fuga un camino en derivación hacia la fuente de alimentación, que no pase por la bobina deflectora del aparato.

2.3. Electrónica de Potencia

En términos generales, la tarea de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica mediante el suministro de voltajes y corrientes en una forma óptima para las cargas de los usuarios. La figura 2.3 muestra un sistema de electrónica de potencia en forma de diagrama de bloques. La entrada de potencia a este procesador de potencia viene normalmente (pero no siempre) de la compañía generadora de electricidad, con una frecuencia de línea de 60 o 50 Hz, monofásica o trifásica. El ángulo de fase entre el voltaje y la corriente de entrada depende de la topología y el control del procesador de

potencia. La salida procesada (voltaje, corriente, frecuencia, así como el número de fases) es como lo requiere la carga. Si la salida del procesador de potencia se considera una fuente de voltaje, la corriente de salida y la relación del ángulo de fase entre el voltaje y la corriente de salida dependen de las características de la carga. Por lo regular, un controlador de realimentación compara la salida de la unidad del procesador de potencia con un valor deseado (o de referencia), y el error entre los dos es minimizado por el controlador. El flujo de potencia a través de estos sistemas podrá ser reversible, intercambiando de este modo los papeles de entrada y salida.

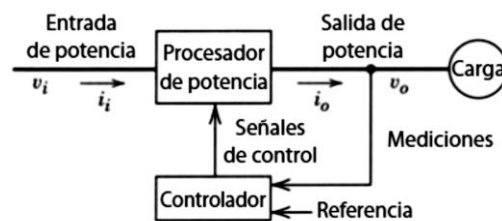


Figura 2.3. Diagrama de bloques de un sistema de electrónica de potencia.

2.3.1. Procesadores de Potencia

Para un estudio sistemático de la electrónica de potencia es útil categorizar a los procesadores de potencia, en términos de su forma de entrada y salida o frecuencia. En la mayor parte de los sistemas de electrónica de potencia, la entrada proviene de la fuente generadora de energía eléctrica. Según la aplicación, la salida a la carga podrá tener una de las siguientes formas:

1. CD que pueden ser de: *a*) magnitud regulada (constante) y *b*) magnitud ajustable.
2. CA que pueden ser de: *a*) frecuencia constante, magnitud ajustable y *c*) frecuencia ajustable y magnitud ajustable.

El sistema de suministro de electricidad y la carga de CA, de manera independiente, podrá ser monofásico o trifásico. En algunos sistemas, la dirección del flujo de energía es reversible, dependiendo de las condiciones de operación.

2.3.2. Convertidores de Potencia

Los procesadores de potencia de la figura 2.3 consisten por lo general en más de una etapa de conversión, donde la operación de estas etapas se desacopla en forma instantánea por medio de elementos de almacenamiento de energía tales como capacitores e inductores. Por tanto, la potencia instantánea de entrada no tiene que ser igual a la potencia instantánea de salida. Se refiere a cada etapa de conversión de potencia como convertidor. Por ende, un convertidor es un módulo básico de los sistemas de electrónica de potencia. El convertidor usa dispositivos semiconductores de potencia controlados por señales electrónicas (circuitos integrados) y quizás elementos de almacenamiento de energía, como inductores y capacitores. Con base en la forma (frecuencia) en ambos lados, los convertidores se dividen en las siguientes categorías principales:

1. CA a CD
2. CD a CA
3. CD a CD
4. CA a CA

Se usará la palabra *convertidor* como término genérico para referencia de una sola etapa de conversión de potencia. De modo más específico, en la conversión de CA a CD y CD a CA, el término *rectificador* se refiere a un convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CA al lado de CD. El término *inversor* se refiere al convertidor cuando el flujo de potencia promedio es del lado de CD al lado CA. De hecho, el flujo de potencia promedio a través del convertidor puede ser reversible. En este caso, como se muestra en la figura 2.4, se refiere a este convertidor en términos de sus modos de operación de rectificador o inversor.

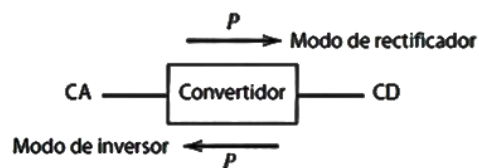


Figura 2.4. Convertidores de CA a CD.

Los convertidores de CD-CD se usan extensamente en sistemas de suministro de energía CD regulados de modo de conmutación y en aplicaciones de accionamientos motrices. Como se muestra en la figura 2.5, la entrada a estos convertidores es a menudo un voltaje de CD no regulado que se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea, y por tanto fluctuará debido a los cambios en la magnitud del voltaje de línea. Los convertidores de modo de conmutación de CD a CD se usan para convertir la entrada de CD no regulada en una salida de CD controlada en el nivel de voltaje deseado.

En la aplicación de estos convertidores, se descubre que con frecuencia se usan con un transformador de aislamiento eléctrico en los sistemas de suministro de energía CD regulados de modo de conmutación (que se verá más adelante), y casi siempre sin transformador de aislamiento en caso de accionamientos motrices de CD. El aislamiento eléctrico es una modificación adicional, entonces los convertidores de CD-CD no aislados son los siguientes:

1. Convertidor reductor (buck).
2. Convertidor elevador (boost).
3. Convertidor reductor/elevador (buck-boost).
4. Convertidor Cúk.
5. Convertidor de puente completo.

De estos cinco convertidores, sólo el reductor y el elevador son las topologías básicas del convertidor. Tanto los convertidores buck-boost, así como los de Cúk son combinaciones de las dos topologías básicas. El convertidor de puente completo es una adaptación del convertidor reductor.

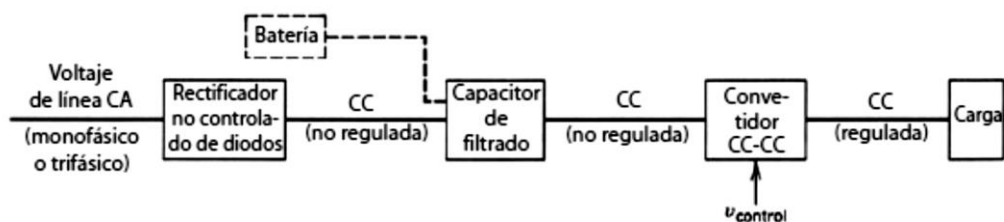


Figura 2.5. Sistema convertidor CD-CD.

2.3.3. Técnicas de Control en los Convertidores de Potencia

Tradicionalmente se han implementado controladores de modulación de ancho de pulso (PWM) análogos en las fuentes de alimentación en modo conmutado. Estos controladores están contruidos con comparadores y amplificadores operacionales, y dentro de su propia circuitería de estos se implementaron los algoritmos de control, tales como el modo de voltaje y el modo de corriente.

El primer acercamiento desarrollado para el control de dichas fuentes es conocido como modo de voltaje. El modo de voltaje es intuitivo, es decir, el voltaje de salida real se compara con el voltaje de salida deseado y la diferencia (error) se usa para ajustar el ciclo de trabajo del PWM para así controlar el voltaje a través del inductor. Después, se desarrolló el control en modo de corriente para corregir algunas cosas que se sabían con el modo de voltaje. Este modo de corriente utiliza el error entre los voltajes deseado y real para controlar el pico de la corriente a través del inductor.

2.3.3.1. Control en Modo de Voltaje

En este modo, donde el voltaje de salida es la variable de control, es más fácil conceptualmente de entender que el modo de corriente. La detección de voltaje es sencilla, típicamente un divisor resistivo escala el voltaje de salida para que sea leído por un convertidor A/D, o se presenta a un comparador analógico. Los niveles de voltaje medidos están usualmente en el rango de 1 a 5 V, por lo tanto, las señales de ruido y la resolución no son un problema.

En el modo control de voltaje solo se necesita monitorear el voltaje de salida y así tan sólo se requiere una trayectoria de retroalimentación, de este modo se simplifica el diseño del convertidor.

Sin embargo, esta técnica también presenta algunos inconvenientes notables. Por ejemplo, los cambios de carga deben ser detectados en primera instancia como un cambio de

salida y, a continuación, ser corregidos por el bucle de realimentación, lo que se traduce en una respuesta lenta. El filtro de salida complica la compensación del circuito, lo cual puede llegar a ser aún más difícil debido al hecho de que la ganancia del bucle varía con el voltaje de entrada.

2.3.4. Convertidor Reductor (Step-Down o Buck)

Un convertidor reductor (step-down o buck) es un convertidor de potencia de CD a CD que reduce el voltaje (mientras se eleva la corriente) a partir de su entrada (alimentación) hacia su salida (carga). Es una clase de fuente de alimentación en modo conmutado que contiene, típicamente, al menos dos semiconductores (un diodo y un transistor, aunque los convertidores reductores más modernos reemplazan con frecuencia el diodo con un segundo transistor usado para rectificación síncrona) y al menos un elemento de almacenamiento de energía, un condensador, inductor, o la combinación de ambos. Para reducir el voltaje de rizado, los filtros hechos de capacitores (a veces en combinación con inductores) se añaden normalmente a dicha salida del convertidor (filtro del lado carga) y a la entrada (filtro del lado fuente).

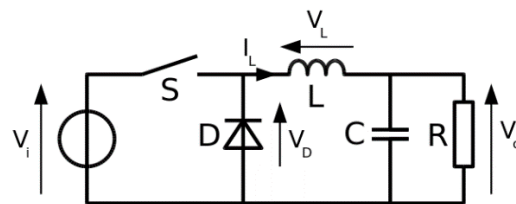


Figura 2.6. Diagrama básico del convertidor reductor (step-down o buck) con sus partes señaladas.

Los reguladores lineales (tales como el LM7805), es la forma más sencilla para reducir el voltaje de una fuente de CD, sin embargo, dichos circuitos desperdician energía a través de la disipación excesiva de energía en forma de calor. Por otro lado, los convertidores CD-CD, como el circuito reductor, pueden ser notablemente eficientes (a menudo superior al 90% o mayores para circuitos integrados), que los hace útiles en tareas tales como la conversión de voltaje principal, por ejemplo, de una computadora (a menudo 12V en las de escritorio, 12-24 V en las portátiles) a voltajes más bajos requeridos por su microprocesador (1.8 V o menos), entre otros elementos internos que las componen.

2.3.4.1. Teoría de Operación del Convertidor Reductor

El funcionamiento básico del convertidor reductor tiene la corriente en un inductor controlada por dos conmutadores (por lo general un transistor y un diodo). En el convertidor idealizado, todos los componentes se consideran del mismo modo, es decir, ideales. Específicamente, el interruptor (transistor) y el diodo tienen una caída de tensión igual a cero cuando están activados, el flujo de corriente es cero cuando están desactivados y el inductor tiene resistencia en serie igual a cero. Además, se supone que las tensiones de entrada y de salida no cambian en el transcurso de un ciclo (esto implicaría la capacitancia de salida como infinita).

2.3.4.2. Conceptos del Convertidor Reductor

El modelo conceptual del convertidor reductor se entiende mejor en términos de la "reluctancia" de un inductor para permitir un cambio en la corriente. Comenzando con el interruptor abierto (en la posición de "off"), la corriente en el circuito es 0. Cuando el interruptor se cierra por primera vez, la corriente comenzará a aumentar, pero el inductor no quiere que cambie de 0, por lo intentará luchar contra el aumento al dejar caer una tensión. Esta caída de tensión contrarresta el voltaje de la fuente y por lo tanto reduce el voltaje neto a través de la carga. Con el tiempo, el inductor permitirá el aumento de la corriente lentamente por la disminución de la tensión que él deja caer y por lo tanto aumenta la tensión neta vista por la carga. Durante este tiempo, el inductor almacena energía en forma de campo magnético.

Si se abre el interruptor antes de que el inductor se haya cargado completamente (es decir, antes de que haya permitido pasar toda la corriente por la reducción de su propia caída de tensión a 0), entonces, siempre habrá una caída de tensión a través de él, por lo que el voltaje neto visto por la carga siempre será menor que el voltaje de la fuente de entrada.

Cuando el interruptor se abre de nuevo, la fuente de voltaje será eliminada del circuito, por lo que la corriente intentará caer. De nuevo, el inductor tratará de luchar contra

este cambio, invirtiendo la dirección de su tensión y actuando como una fuente de tensión. Dicho de otra manera, hay una cierta corriente que fluye a través de la carga debido al voltaje de la fuente de entrada: a fin de mantener esta corriente cuando se retira la fuente de entrada, el inductor tendrá que tomar el lugar de la fuente de tensión y proporcionar el mismo voltaje neto a la carga. Con el tiempo, el inductor permitirá que la corriente disminuya gradualmente, disminuyendo la tensión a través de sí mismo. Durante este tiempo, el inductor está descargando su energía almacenada en el resto del circuito

Si el interruptor se cierra de nuevo antes que el inductor se descargue completamente, la carga siempre verá un voltaje distinto de cero. El capacitor colocado en paralelo con la carga ayuda a suavizar la forma de onda de voltaje a medida que el inductor se carga y descarga en cada ciclo.

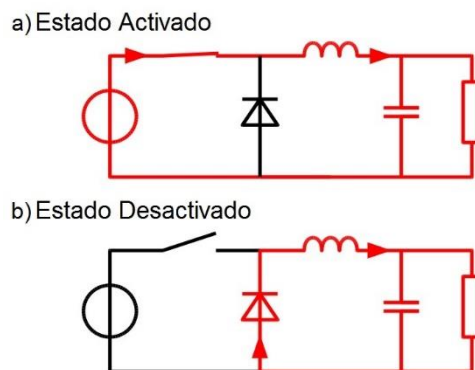


Figura 2.7. Las dos configuraciones del convertidor reductor: a) Estado activado, cuando el interruptor está cerrado; y b) estado desactivado, cuando el interruptor está abierto.

2.3.4.3. Operación en Modo Continuo

Un convertidor reductor opera en el modo continuo si la corriente a través del inductor I_L nunca cae a cero durante el ciclo de conmutación. En este modo, el principio de operación se describe por medio de las gráficas de la figura 2.8:

- Cuando el interruptor de la figura 2.7a se encuentra cerrado, el voltaje a través del inductor es $V_L = V_i - V_o$. (ecuación 2.2) La corriente a través del inductor se

incrementa linealmente. A medida que el diodo se polariza inversamente por el voltaje de la fuente V , no fluye corriente alguna a través de él.

- Cuando el interruptor de la figura 2.7 (parte inferior) se abre, el diodo se polariza directamente. El voltaje a través del inductor es $V_L = -V_o$ (ecuación 2.3) (omitiendo la caída por el diodo). La corriente I_L disminuye.

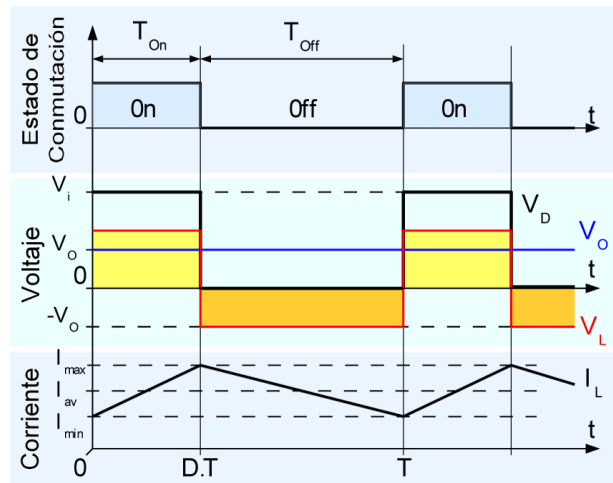


Figura 2.8. Evolución de los voltajes y corrientes con respecto al tiempo en un convertidor reductor ideal operando en modo continuo.

La energía almacenada en el inductor L es:

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (2.4)$$

Por lo tanto, se puede observar que la energía almacenada en L se incrementa durante el tiempo activado así como I_L incrementa y disminuye durante el tiempo de apagado. L se utiliza para transferir energía desde la entrada hasta la salida del convertidor.

La razón de cambio de I_L se puede calcular:

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (2.5)$$

Donde $V_L = V_i - V_o$ durante el tiempo activado y $V_L = -V_o$ durante el estado inactivo. Por lo tanto, un incremento en la corriente durante el estado activo es dado por:

$$\Delta I_{L(\text{on})} = \int_0^{t_{\text{on}}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{V_i - V_o}{L} t_{\text{on}}, t_{\text{on}} = DT \quad (2.6)$$

Donde D es el ciclo de trabajo con un valor entre 0 y 1.

Inversamente, la disminución de la corriente durante el estado desactivado está dado por:

$$\Delta I_{L(\text{off})} = \int_{t_{\text{on}}}^{T=t_{\text{on}}+t_{\text{off}}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{-V_o}{L} t_{\text{off}}, t_{\text{off}} = (1-D)T \quad (2.7)$$

Si se asume que el convertidor opera en estado estable, la energía almacenada en cada componente al final del ciclo de conmutación T es igual a la del principio del ciclo. Esto significa que la corriente I_L es la misma en $t = 0$ y en $t = T$ (ver figura 3).

De las ecuaciones anteriores, se puede escribir:

$$\frac{V_i - V_o}{L} t_{\text{on}} - \frac{V_o}{L} t_{\text{off}} = 0 \quad (2.8)$$

Las ecuaciones 2.6 y 2.7 se pueden graficar. En la figura 2.8, $\Delta I_{L(\text{on})}$ es proporcional al área a la superficie amarilla, y $\Delta I_{L(\text{off})}$ es proporcional a la naranja, así como ambas superficies están definidas por el voltaje del inductor (líneas rojas). Ya que estas áreas son rectángulos sencillos, se pueden encontrar fácilmente las superficies de estos: $(V_i - V_o) t_{\text{on}}$ para el rectángulo amarillo y $-V_o t_{\text{off}}$ para el anaranjado. Para la operación en estado estable, estas áreas deben ser iguales.

Como se puede ver en la figura 2.8, $t_{\text{on}} = DT$ y $t_{\text{off}} = (1 - D) T$.

$$\begin{aligned} (V_i - V_o)DT - V_o(1 - D)T &= 0 \\ V_o - DV_i &= 0 \\ \Rightarrow D &= \frac{V_o}{V_i} \end{aligned} \quad (2.9)$$

De esta ecuación 2.11, se puede observar que el voltaje de salida del convertidor varía linealmente con un ciclo de trabajo para un valor entregado de voltaje de entrada. Así, el ciclo de trabajo $D = t_{\text{on}} / T$, no puede ser mayor a 1. Por lo tanto, $V_o \leq V_i$. Por esta razón es que el convertidor es referido como circuito reductor.

Así, por ejemplo, reduciendo 12 V a 3 V (voltaje de salida igual a un cuarto del voltaje de entrada) requerirá un ciclo de trabajo del 25% en un circuito idealizado.

2.3.4.4. Modo Discontinuo

En algunos casos, la cantidad de energía requerida por la carga es demasiado pequeña. En este caso, a corriente a través del inductor cae a cero durante una parte del período. La única diferencia en el principio descrito con el modo continuo, es que, el inductor se descarga completamente al final del ciclo de conmutación (figura 2.9). Esto tiene, sin embargo, efectos sobre las ecuaciones anteriores.

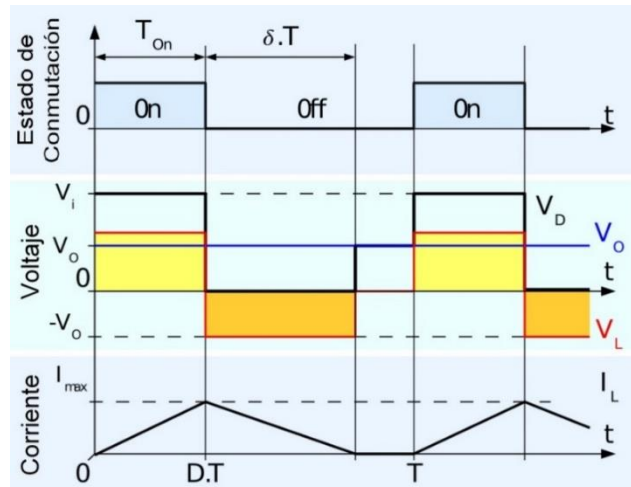


Figura 2.9. Evolución de los voltajes y corrientes con respecto al tiempo en un convertidor reductor ideal operando en modo discontinuo.

La caída de corriente por debajo de cero resulta en la descarga del capacitor de salida durante cada ciclo y por lo tanto pérdidas más altas en la conmutación. Una técnica de control llamada modulación por ancho de pulso (PWM) se puede utilizar para minimizar tales pérdidas.

Aún se considera al convertidor operando en estado estable. De este modo, la energía en el inductor es la misma al inicio y al final del ciclo (en el caso del modo discontinuo, es cero). Esto significa que el valor promedio del voltaje en el inductor (V_L) es cero. Esto

quiere decir, que el área es la misma tanto de los rectángulos amarillo como los anaranjados (figura 2.9). Esto resulta en:

$$(V_i - V_o)DT - V_o\delta T = 0 \quad (2.10)$$

Donde el valor δ :

$$\delta = \frac{V_i - V_o}{V_o} D \quad (2.11)$$

La corriente de salida entregada por la carga (I_o) es constante, si se considera que la salida del capacitor es lo suficientemente grande para mantener un voltaje constante a través de sus terminales durante el ciclo de conmutación. Esto implica que la corriente que fluye a través del capacitor tiene un valor promedio de cero.

De esta manera se tiene que:

$$\bar{I}_L = I_o \quad (2.12)$$

Donde \bar{I} es el valor promedio de la corriente del inductor. Como se puede ver en la figura 2.9, la onda de corriente del inductor tiene una forma rectangular. Por lo tanto, el valor promedio de I_L puede ser resuelto geométricamente como sigue:

$$\bar{I}_L = \left(\frac{1}{2} I_{L(\max)} DT + \frac{1}{2} I_{L(\max)} \delta T + \right) \frac{1}{T} \quad (2.13)$$

$$= \frac{I_{L(\max)} (D + \delta)}{2} \quad (2.14)$$

$$\therefore \bar{I}_L = I_o$$

La corriente del inductor es cero en el inicio y crece durante ton hasta alcanzar $I_{L(\max)}$. Esto significa que $I_{L(\max)}$ es igual a:

$$I_{L(\max)} = \frac{(V_i - V_o)}{L} DT \quad (2.15)$$

Sustituyendo el valor de $I_{L(\max)}$ de la ecuación 2.15 se tiene:

$$I_o = \frac{(V_i - V_o)DT(D + \delta)}{2L} \quad (2.16)$$

Y a su vez sustituyendo δ de la ecuación 2.11:

$$I_o = \frac{(V_i - V_o)DT \left(D + \frac{V_i - V_o}{V_o} D \right)}{2L} \quad (2.17)$$

Esta ecuación se puede reescribir de la siguiente manera:

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2LI_o}{D^2 V_i T} + 1} \quad (2.18)$$

El voltaje de salida de un convertidor reductor operando en el modo discontinuo es mucho más complicado que su contraparte el modo continuo. Además de esto, el voltaje de salida es ahora una función no solo del V_i y del ciclo de trabajo D , sino también, lo es del valor del inductor L , el periodo de conmutación T y la corriente de salida I_o .

2.3.4.5. Modo de Operación en el Límite entre Continuo y Discontinuo

Como se mencionó al principio de este capítulo, el convertidor opera en el modo discontinuo cuando una corriente de nivel bajo es consumida por la carga; y opera en modo continuo en niveles más altos de corriente de carga. El límite entre los modos continuo y discontinuo se alcanza cuando la corriente del inductor cae a cero exactamente al final del ciclo de conmutación. Usando la notación de la figura 2.9, esto corresponde a:

$$DT + \delta T = T \quad (2.19)$$

Si $T = 1$

$$\Rightarrow D + \delta = 1 \quad (2.20)$$

Así, la corriente de salida (igual a la corriente promedio del inductor) en el límite entre el modo discontinuo y continuo es:

$$I_{o(\text{lim})} = \frac{I_{L(\text{max})}}{2} (D + \delta) = \frac{I_{L(\text{max})}}{2} \quad (2.21)$$

Sustituyendo $I_{L(\text{max})}$ por su valor:

$$I_{o(\text{lim})} = \frac{V_i - V_o}{2L} DT \quad (2.22)$$

Sobre el límite entre los dos modos, el voltaje de salida corresponde a ambas expresiones dadas respectivamente en las secciones de continuo y discontinuo. En particular, la ecuación 2.10 en el modo continuo, $V_o = DV_i$

Por lo que $I_{o(lim)}$ se puede escribir como:

$$I_{o(lim)} = \frac{V_i(1-D)}{2L}DT \quad (2.23)$$

Ahora se introducen dos nuevas notaciones:

- El voltaje normalizado, definido por $|V_o| = V_o / V_i$. Este es cero cuando $V_o = 0$, y 1 cuando $V_o = V_i$;
- La corriente normalizada, definida por $|I_o| = \frac{L}{TV_i} I_o$. El término $\frac{L}{TV_i}$ corresponde al máximo incremento de la corriente del inductor durante un ciclo; es decir, el aumento de la corriente de inductor con un ciclo de trabajo $D = 1$. Por lo que, en operación de estado estable, esto significa que $|I_o|$ equivale a 0 para ninguna corriente en la salida, y 1 para la corriente máxima que el convertidor puede entregar.

Usando estas notaciones, se tiene:

- En modo continuo:

$$|V_o| = D \quad (2.24)$$

- En modo discontinuo:

$$|V_o| = \frac{1}{\frac{2LI_o}{D^2V_iT} + 1} \quad (2.25)$$

$$= \frac{1}{\frac{2|I_o|}{D^2} + 1} \quad (2.26)$$

$$|V_o| = \frac{D^2}{2|I_o| + D^2} \quad (2.27)$$

La corriente en el límite entre continuo y discontinuo es:

$$I_{o(lim)} = \frac{V_i}{2L}D(1-D)T \quad (2.28)$$

$$= \frac{I_o}{2|I_o|}D(1-D) \quad (2.29)$$

Por lo tanto, el lugar geométrico del límite entre continuo y discontinuo está dado por:

$$\frac{(1-D)D}{2|I_o|} = 1 \quad (2.30)$$

Estas expresiones se han graficado en la figura 2.10. De esto, es obvio que en el modo continuo, el voltaje de salida sólo depende del ciclo de trabajo, mientras que en el modo discontinuo esto es mucho más complejo. Esto es importante desde el punto de vista de control.

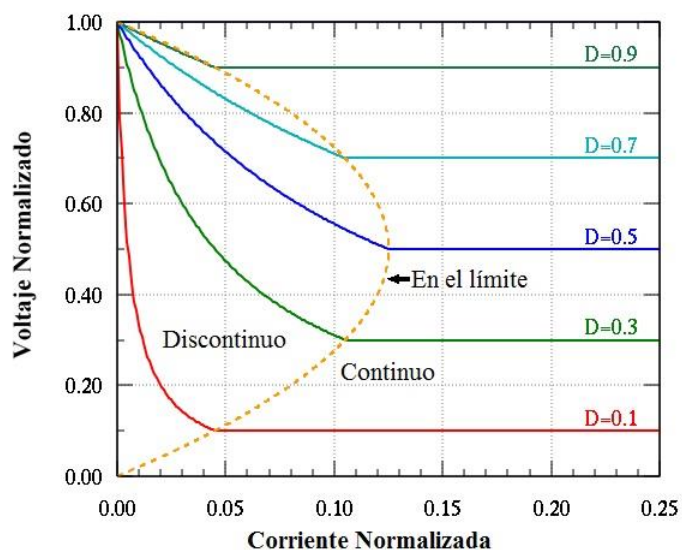


Figura 2.10. Evolución de los voltajes normalizados de salida con respecto a la corriente normalizada de salida.

2.3.5. Fuentes de Alimentación

En aplicaciones especiales como las industriales, donde se usan las fuentes de alimentación en forma extensa, éstas deben satisfacer con frecuencia todas o la mayor parte de las especificaciones siguientes:

1. Aislamiento entre la fuente y la carga.
2. Alta densidad de potencia para reducción de tamaño y peso.
3. Dirección controlada del flujo de la potencia.
4. Alta eficiencia de conversión.

5. Formas de onda en la entrada y salida con poca distorsión armónica total, para que los filtros sean pequeños.

6. Factor de potencia (FP) controlado si la fuente es un voltaje de CA.

Los convertidores CD-CA, CA-CD, CA-CA y en concreto CD-CD, de una sola etapa, no cumplen con la mayor parte de estas especificaciones, y, en el caso normal se requieren conversiones en varios pasos. Hay varias topologías posibles de conversión, que dependen de la complejidad admisible y de los requisitos del diseño. De acuerdo con el tipo de voltajes de salida, las fuentes de alimentación se pueden clasificar en dos tipos:

1. Fuentes de alimentación de CA.

2. Fuentes de alimentación de CD, que a su vez se pueden subdividir en tres categorías:

a) Fuentes de alimentación resonantes

b) Fuentes de alimentación bidireccionales

c) Fuentes de alimentación en modo conmutado

2.3.6. Fuentes de Alimentación de CD en Modo Conmutado

La transformación del voltaje de CD de un nivel a otro se logra en las fuentes de alimentación conmutadas por medio de circuitos de convertidores de CD-CD (o los que de ellos se deriven). Estos circuitos utilizan dispositivos de estado sólido (transistores BJT, MOSFETs, etc.) que operan como interruptores: completamente apagados o completamente encendidos. Como no se requiere que los dispositivos de potencia operen en su región activa, este modo de operación permite una disipación de potencia más baja. Con velocidades mayores de conmutación, tensiones y corrientes nominales más altas y un costo relativamente más bajo, estos dispositivos han contribuido al surgimiento de las fuentes de alimentación conmutadas. Las fuentes en modo conmutado tienen alta eficiencia y pueden alimentar una gran corriente de carga a bajo voltaje. Hay cuatro configuraciones comunes para la operación en modo conmutado o PWM de la etapa inversora (o de conversión CD-CA): flyback, directo (forward), push-pull, en medio puente y en puente completo.

Para fines del presente trabajo de investigación, se propone que sólo se detalle el tema de las fuentes de alimentación tipo flyback.

2.3.6.1. Convertidor flyback

Este tipo de conmutador puede operar desde voltaje CA o CD. Debido a que la energía de origen se enciende y apaga mediante el interruptor de conmutación directamente a un transformador, este tipo de suministro tiene la ventaja de proporcionar aislamiento entre la tensión de salida así como a la energía de alimentación y a tierra. Esto tiene importancia vital en muchas aplicaciones. El convertidor flyback es un convertidor buck-boost con el inductor dividido para formar un transformador, de modo que, las relaciones de voltaje se multiplican con la ventaja adicional del aislamiento. Algunas aplicaciones, por ejemplo, una lámpara de plasma o un multiplicador de voltaje, el diodo rectificador del convertidor elevador se omite y el dispositivo se vuelve un transformador flyback.

2.3.6.2 Estructura y Principio de Operación

Aunque el diseño detallado de los convertidores flyback es complicado, como es el caso de todas las fuentes de alimentación en modo conmutado, sus principios son relativamente simples; la figura 2.11 muestra el diagrama esquemático del convertidor flyback.

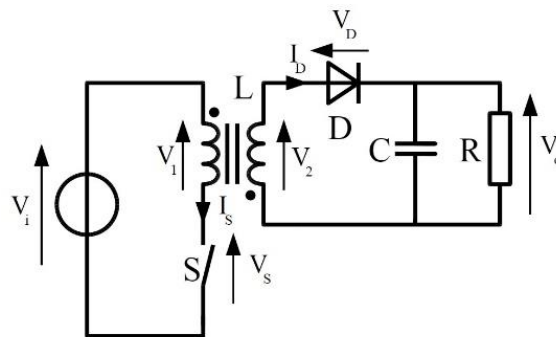


Figura 2.11. Diagrama esquemático de una fuente de alimentación tipo flyback.

Es equivalente al convertidor buck-boost, con el inductor dividido para formar un transformador. Por lo tanto, el principio de operación de ambos convertidores es muy similar:

Cuando el interruptor está cerrado (figura 2.12), el devanado primario del transformador está conectado directamente a la fuente de voltaje de entrada. La corriente primaria y el flujo magnético del transformador se incrementan, almacenando energía en el transformador. El voltaje inducido en el devanado secundario es negativo, por lo que el diodo se polariza inversamente. La energía del núcleo del transformador suministra energía a la carga en la salida.

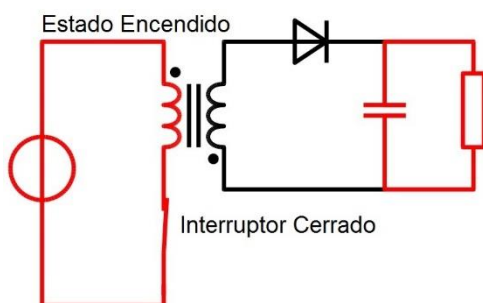


Figura 2.12. Configuración del estado encendido en el flyback.

Cuando el interruptor está abierto (figura 2.13) la corriente del devanado primario y el flujo magnético decaen. El voltaje del devanado secundario se hace positivo, polarizando directamente al diodo, y permitiendo que haya un flujo de corriente del transformador la energía del núcleo del transformador recarga al capacitor y suministra la carga.

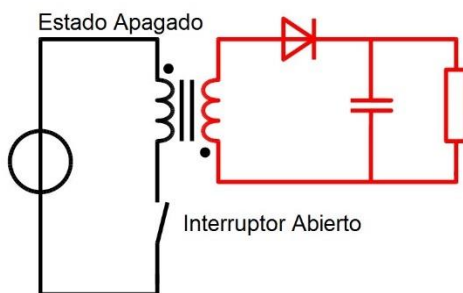


Figura 2.13. Configuración del estado apagado en el flyback.

La operación de almacenar energía en el transformador, antes de transferirse a la salida del convertidor, permite la topología para generar múltiples salidas con poca circuitería

adicional, aunque los voltajes de salida tienen que coincidir entre sí a través de la relación del número de vueltas.

2.3.7. Interruptores electrónicos

Un interruptor electrónico se caracteriza por tener dos estados, encendido (*on*) y apagado (*off*), idealmente un cortocircuito o un circuito abierto. El uso de elementos interruptores en las aplicaciones es deseable por las pérdidas relativamente pequeñas en los dispositivos. Si el interruptor es ideal, ya sea que el voltaje o la corriente del interruptor sea cero, hará que la potencia sea cero. Los dispositivos reales absorben una cierta energía cuando están en estado de encendido y al hacer las transiciones entre los estados activo y apagado, sin embargo la eficiencia del circuito aún puede ser bastante alta. Algunos dispositivos electrónicos tales como los transistores también pueden operar en el rango activo donde el voltaje como la corriente no son cero, pero es deseable utilizar estos dispositivos como interruptores cuando se está procesando potencia.

2.3.7.1. El Diodo Rectificador

El diodo es el interruptor electrónico más simple. No se puede controlar, en el sentido de que son las tensiones y corrientes del circuito los que determinan los estados activo y apagado del diodo. Se polariza directamente (*on*) cuando la corriente i_d (figura 2.14a) es positiva y se polariza inversamente (*off*) cuando la tensión v_d es negativa. En el caso ideal, el diodo se comporta como un cortocircuito cuando está polarizado directamente y se comporta como un circuito abierto cuando está polarizado inversamente. Las curvas características corriente-voltaje, reales e ideales, se muestran en las figuras 2.14b y 2.14c.

Una característica importante de un diodo no ideal es la corriente de recuperación inversa. Cuando un diodo pasa de *on* a *off*, la corriente en él disminuye y momentáneamente se hace negativa antes de alcanzar el valor de cero, como se muestra en la Figura 2.14d. El tiempo t_{tr} es el tiempo de recuperación inversa, normalmente inferior a 1 μ s. Este fenómeno puede resultar importante en aplicaciones de alta frecuencia. Los diodos de recuperación

rápida se diseñan de modo que tengan t_{rr} menores que los diodos diseñados para aplicaciones de frecuencia de línea (50-60 Hz).

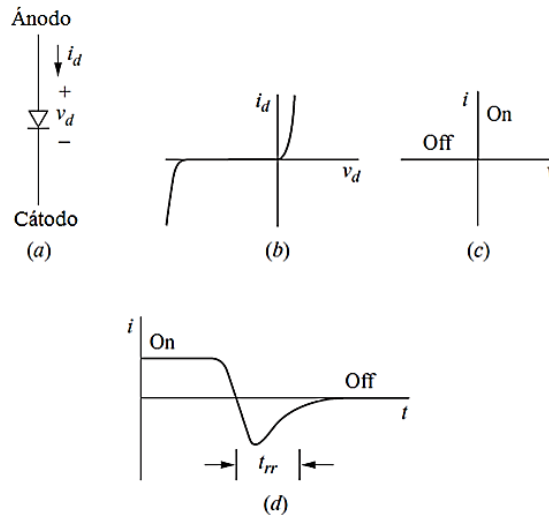


Figura 2.14. (a) Diodo rectificador; (b) característica i-v; (c) característica idealizada i-v; (d) tiempo de recuperación inversa t_{rr} .

2.3.7.2. Diodo Schottky

El diodo Schottky (Figura 2.15) posee un contacto de metal-silicio, en lugar de una unión p-n, y tiene una caída de tensión directa típica de 0.3 V. Este diodo suelen utilizarse en aplicaciones de baja tensión donde las caídas de los diodos son importantes comparadas con las demás tensiones del circuito. La tensión inversa para un diodo Schottky está limitada, aproximadamente, a 100 V. La barrera de potencial del contacto metal-silicio de un diodo de Schottky no está sujeta a transitorios de recuperación y conmuta entre los estados activado y desactivado más rápidamente que los diodos de unión p-n.



Figura 2.15. Símbolo del diodo Schottky.

2.3.7.3. Transistores

Los transistores son utilizados como interruptores en los circuitos electrónicos de potencia. Los circuitos de excitación de los transistores se diseñan para que éstos estén completamente saturados (activados) o en corte (desactivados). Esto difiere de lo que ocurre con otras aplicaciones de transistores, como por ejemplo, un circuito amplificador, en el que el transistor opera en la región lineal o activa. Los transistores tienen la ventaja de que proporcionan un control de activación y de desactivación, mientras que el SCR sólo dispone de control de activación. Los tipos de transistores utilizados en los circuitos electrónicos de potencia incluyen los transistores de unión bipolar (BJT), los MOSFETs y dispositivos híbridos, como por ejemplo, los transistores de unión bipolar de puerta aislada (IGBT). En la figura 2.16 se muestran los correspondientes símbolos y las características de corriente-tensión.

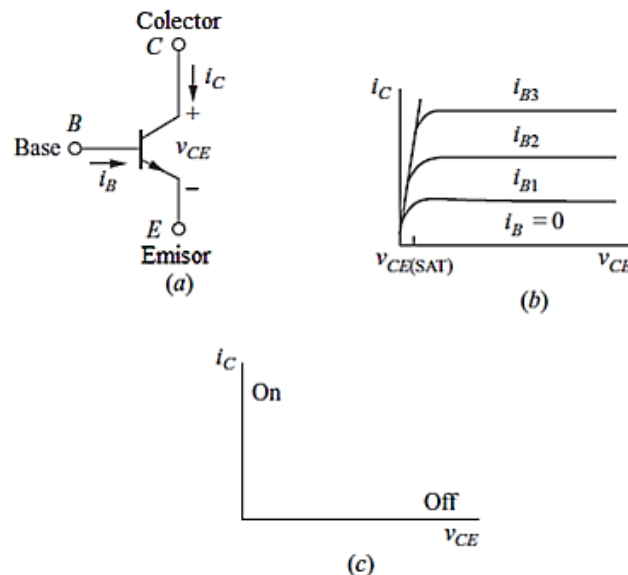


Figura 2.16. (a) BJT (NPN); (b) Características del BJT; (c) Características idealizadas del BJT

Las características típicas de los BJT se muestran en la figura 2.16b. El estado de conducción para el transistor se consigue proporcionando la suficiente corriente de base para llevar al BJT a saturación. La tensión de saturación colector-emisor típica es de 1 a 2 V para un BJT de potencia. Una corriente de base nula hace que el transistor se polarice en corte. La característica i-v ideal para el BJT se muestra en la Figura 2.16c. El BJT es un dispositivo

controlado por corriente y el BJT de potencia normalmente tiene una baja β , a veces menor que 20. Si un BJT de potencia con $\beta = 20$ va a conducir una corriente de colector de 60 A, por ejemplo, la corriente de base tendrá que ser mayor que 3 A para saturar el transistor. El circuito de excitación que proporciona esta alta corriente de base es un circuito de potencia importante por sí mismo.

2.3.7.4. Transistor Darlington

El transistor Darlington es un tipo especial de transistor que tiene una muy alta ganancia de corriente. Está compuesto internamente por dos transistores bipolares comunes que se conectan en cascada, como se muestra en la figura 2.17. La ganancia de corriente efectiva de la combinación es, aproximadamente, igual al producto de las ganancias individuales y puede, por tanto, reducir la corriente extraída del circuito de excitación. La configuración Darlington puede construirse a partir de dos transistores discretos o puede obtenerse como un solo dispositivo integrado. Generalmente los BJT de potencia están disponibles con valores nominales de corriente y tensión más altos que los MOSFETs.

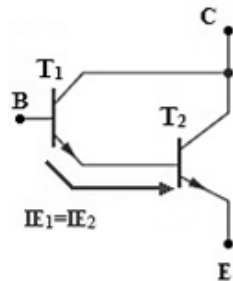


Figura 2.17. Configuración de un transistor Darlington.

2.3.7.4.1. Funcionamiento Interno de un Transistor Darlington

El transistor T1 entrega la corriente que sale por su emisor a la base del transistor T2. La ecuación de ganancia de un transistor típico es: $IE = \beta \times IB$ (ecuación 2.31). Entonces analizando la figura 2.17:

En el primer transistor es:

$$IE_1 = \beta_1 \times IB_1 \quad (2.32)$$

En el segundo transistor es:

$$IE_2 = \beta_2 \times IB_2 \quad (2.33)$$

Observando la figura 2.17, la corriente de emisor del transistor (T1) es la misma que la corriente de base del transistor T2. Por lo tanto

$$IE_1 = IB_2 \quad (2.34)$$

Entonces de las ecuaciones (2.33) y (2.34) se obtiene:

$$IE_2 = \beta_2 \times IB_2 = \beta_2 \times IE_1 \quad (2.35)$$

Reemplazando en la ecuación anterior el valor de IE_1 (ver 2.32) se obtiene la ecuación final de ganancia del transistor Darlington

$$IE_2 = \beta_2 \times \beta_1 \times IB_1 \quad (2.36)$$

Como se puede ver, este transistor tiene una ganancia de corriente mucho mayor que la de un transistor común, pues aprovecha la ganancia de los dos transistores (las ganancias se multiplican).

Si se tuvieran, por ejemplo, dos transistores con ganancia de 100 ($\beta = 100$) conectados como un transistor Darlington y se utilizara la fórmula anterior, teóricamente la ganancia sería: $\beta_2 \times \beta_1 = 100 \times 100 = 10000$. Como se ve es una ganancia muy grande. En realidad la ganancia es menor.

Los transistores Darlington se utilizan ampliamente en circuitos en donde es necesario controlar cargas grandes (corrientes grandes) con corrientes muy pequeñas. Algo que es importante mencionar es que la caída de tensión entre la base y el emisor del transistor Darlington es 1.4 voltios que resulta de la suma de las caídas de tensión de base a emisor del primer transistor B_1 a E_1 (0.7 V) y de base a emisor del segundo.

2.4. Medidores Electrónicos Digitales

El medidor electrónico digital (abreviado DVM para voltímetro digital o DMM para multímetro digital) indica la cantidad que se está midiendo en una pantalla numérica en lugar de la aguja y la escala que se emplea en los medidores analógicos. La lectura numérica le da a los medidores electrónicos digitales ventajas sobre los instrumentos analógicos en muchas aplicaciones, algunas importantes pueden ser:

1. La exactitud de los DVM es mucho mayor que en los medidores analógicos (los más sencillos tienen una exactitud de al menos ± 0.1 por ciento).
2. Para cada lectura hecha con el DVM se proporciona un número definido. Como resultado de ello, se eliminan errores humanos como equivocaciones en la lectura.
3. La lectura numérica aumenta la velocidad de captación del resultado y hace menos tediosa la tarea de tomar mediciones.
4. La precisión de los DVM es mayor cuando se aumenta el número de dígitos desplegados. El DVM también puede contener un control de rango y polaridad automáticos que lo protegen contra sobrecargas o de polaridad invertida.
5. La salida del DVM se puede alimentar directamente a registradores donde se haga un registro permanente de las lecturas. Esos datos registrados están en forma adecuada para ser procesados mediante computadoras digitales.

La parte primordial de los DVM y DMM es el circuito que convierte las señales analógicas medidas a la forma digital. Estos circuitos de conversión se llaman convertidores analógicos a digitales (A/D).

Todos los convertidores A/D emplean uno o más comparadores como parte del proceso de digitalización. Un comparador es un dispositivo cuya señal de salida indica si un voltaje de entrada, V_{ent} es mayor o menor que un voltaje de referencia V_{ref}

2.4.1. Convertidores Analógicos a Digitales

Hay varias formas de convertidores analógico/digitales, siendo los más comunes el de aproximaciones sucesivas, rampa, doble rampa y tensión-frecuencia. Los de aproximaciones sucesivas y rampa son ejemplos de los que pueden conocerse como convertidores A/D de muestreo; ellos proporcionan el valor digital equivalente a la tensión en el instante en que la señal es muestreada. Los de doble rampa y tensión-frecuencia son ejemplos de convertidores A/D integradores en los que se promedia el valor de tensión sobre un tiempo de medida fijo. Los convertidores de este tipo tardan más tiempo para dar una medida, pero tienen mejor rechazo al ruido y a los cambios por temperatura.

Específicamente los convertidores A/D de doble rampa se utilizan ampliamente en aplicaciones en donde la mayor importancia estriba en la inmunidad al ruido, gran exactitud y economía. Los convertidores de doble rampa pueden suprimir la mayor parte del ruido de la señal de entrada debido a que emplean un integrador para efectuar la conversión. Las ventajas de los convertidores de doble rampa los hacen muy adecuados para aplicaciones en las que no sean necesarios tiempos breves de conversión. Como ya se ha mencionado, se emplean mucho, en especial en aplicaciones de instrumentos de precisión tales como voltímetros digitales.

2.4.2. Voltímetros Digitales

Los voltímetros digitales emplean convertidores A/D y contadores BCD para convertir las señales de voltaje de entrada a palabras digitales codificadas en binario que se emplean para activar los dispositivos digitales de despliegue. Como las señales analógicas a los convertidores A/D deben ser de corriente directa (o con variación muy lenta), los voltajes de entrada que miden los voltímetros digitales deben ser ya sea voltajes de corriente directa

o voltajes de corriente alterna pasados a una forma equivalente (valor promedio, rms o pico de CD).

Los voltímetros digitales más sencillos tienen la menor resolución y emplean convertidores integradores de voltaje a frecuencia para efectuar sus conversiones digitales. Los modelos de voltímetros digitales más sofisticados están diseñados generalmente con convertidores A/D integradores de doble rampa. Esos convertidores, aunque relativamente lentos, pueden dar una excelente resolución, alta resistencia al ruido y precio moderado.

Las exactitudes de los voltímetros digitales son generalmente mayores que las de los medidores analógicos, pero se deben comprender en forma clara las especificaciones de los fabricantes. Hay tres conceptos clave involucrados en la comprensión de las especificaciones de exactitud de los voltímetros digitales: 1) *la resolución*, que indica el número de dígitos en la pantalla; 2) *los errores constantes*, es decir, son todos los errores que permanecen constantes a través de todo el rango del instrumento; y 3) *los errores proporcionales*, aquellos que son proporcionales a la magnitud de la indicación digital. La mayoría de los fabricantes especifican la exactitud de un voltímetro digital en términos de una combinación de errores constantes y proporcionales. Es importante la resolución de un voltímetro digital debido a que debe ser mayor que la exactitud del medidor.

2.4.3. Multímetros Digitales

Aun cuando los voltímetros digitales que se han descrito hasta aquí sólo se diseñan para medir voltajes de CD, también se pueden medir otras cantidades si se incluyen circuitos adicionales dentro del medidor. Algunos de esos voltímetros digitales de uso múltiple están diseñados para poder medir cantidades tales como: voltaje de CD, voltaje de CA, corriente tanto directa como alterna, temperatura, capacitancia, resistencia, etc. La mayoría de los multímetros digitales se fabrican tomando como base un convertidor A/D de doble rampa.

El voltímetro digital se convierte en óhmetro cuando se incluye en él una fuente muy exacta de corriente. Esta fuente circula corriente a través de la resistencia que se mide

y el resto de los circuitos del voltímetro digital monitorea la caída de voltaje resultante a través del elemento.

2.5. Plataforma de Arduino

Arduino es una plataforma de creación de prototipos de código abierto basado en hardware y software fáciles de usar. Las placas Arduino son capaces de leer las entradas y convertirlo en una salida. Se le puede decir a la placa qué hacer mediante el envío de un conjunto de instrucciones al microcontrolador en esta placa. Para ello se utiliza el lenguaje de programación de Arduino (basado en el cableado), y el software de Arduino (IDE), basadas en el procesamiento.

Todas las placas Arduino son completamente de código abierto, permitiendo a los usuarios crear de forma independiente y, finalmente, adaptarlos a sus necesidades particulares. El software también es de código abierto, y está creciendo a través de las contribuciones de los usuarios en todo el mundo.

Arduino también simplifica el proceso de trabajar con microcontroladores y ofrece algunas ventajas para los profesores, estudiantes y aficionados interesados sobre otros sistemas, como son:

- Accesibles. Las placas Arduino son relativamente baratas en comparación con otras plataformas de microcontroladores. La versión menos cara del módulo Arduino puede ser ensamblado a mano, e incluso los módulos premontados Arduino cuestan menos de \$ 50 dls.
- Multiplataforma - El software de Arduino (IDE) se ejecuta en Windows, Macintosh OS X, y Linux. La mayoría de los sistemas de microcontrolador se limitan a Windows.

- Entorno de programación claro. El software de Arduino (IDE) es fácil de usar para principiantes, y suficientemente flexible para usuarios más
- Código abierto y software expandible. El software de Arduino se publica como herramientas de código abierto, y una extensión disponible para los programadores más experimentados. El idioma se puede ampliar a través de librerías de C++, y Los usuarios que quieren entender los detalles técnicos pueden dar el salto de Arduino al lenguaje de programación AVR-C en la que se basa. Del mismo modo, puede agregar código AVR-C directamente en sus programas de Arduino, si así lo desea.
- Código abierto y hardware expandible. Los planos de las placas Arduino se publican bajo una licencia de Creative Commons (distribución creativa libre), por lo que los diseñadores experimentados de circuitos pueden hacer su propia versión del módulo, ampliándolo y mejorándolo. Incluso los usuarios con poca experiencia pueden construir la versión de tablero del módulo con el fin de entender cómo funciona y ahorrar dinero.

Diseño del Probador de Resistencia de aislamiento.

En este capítulo se presenta el diseño de cada una de las etapas que conforman al probador de resistencia de aislamiento. Así también se hace un cálculo del convertidor reductor basado en el circuito integrado MC34063, indispensable para proporcionar el voltaje adecuado a la siguiente etapa como lo es la fuente de alimentación tipo flyback. Por último, se hace un estudio más detallado de la plataforma de la placa Arduino Uno, en especial dándole un lugar preponderante al elemento fundamental de dicha placa como lo es el microcontrolador ATmega328P.

3.1. Introducción

La construcción de los primeros aparatos medidores de resistencia de aislamiento, anteriores al desarrollo del transistor, era del tipo analógico, con diseños que integraban elementos electromecánicos como bobinas, resortes, etcétera; sin embargo, como se mencionó en el capítulo 2.2.1, estos instrumentos no son adecuados para pruebas prolongadas puesto que no proporcionan un voltaje constante durante la duración de éstas pruebas.

Por esta razón, se ha optado por diseñar un probador de resistencia de aislamiento, aprovechando las virtudes que ofrece la electrónica tanto analógica (elementos de estado sólido) como digital; además se aprovecha la gran disponibilidad y variedad que existe actualmente de estos componentes, tanto activos como pasivos; con lo cual es posible que se puedan reducir los circuitos de cada parte que integran el probador. En este proyecto, el aparato de medición de resistencia de aislamiento está dividido por:

- 1) Un circuito reductor (step-down o buck), también llamado convertidor reductor, conformado por el integrado MC34063 y alrededor de éste se complementa con unos pocos componentes discretos;
- 2) La fuente de alimentación tipo flyback, que se compone principalmente del transformador o inductor flyback y que es accionado por un oscilador de bloqueo;
- 3) Un multiplicador de voltaje;
- 4) El circuito digital, basado en la plataforma Arduino (con un microprocesador ATmega328P).

3.2. Reguladores Reductores de Conmutación

Para entender la diferencia entre reguladores lineales y reguladores de conmutación hay que comparar los diagramas de bloques de los dos reguladores reductores que se muestran en la figura 3.1. El regulador lineal consiste en una referencia estable, un amplificador de error de alta ganancia, y un elemento resistivo variable de paso en serie. El amplificador de error controla el nivel de tensión de salida, lo compara con el de referencia

y genera una señal de control lineal que varía entre dos extremos, saturación y corte. Esta señal se utiliza para variar la resistencia del elemento de paso en serie de una manera correctiva con el fin de mantener un voltaje de salida constante bajo condiciones variables de voltaje de entrada y de carga en la salida.

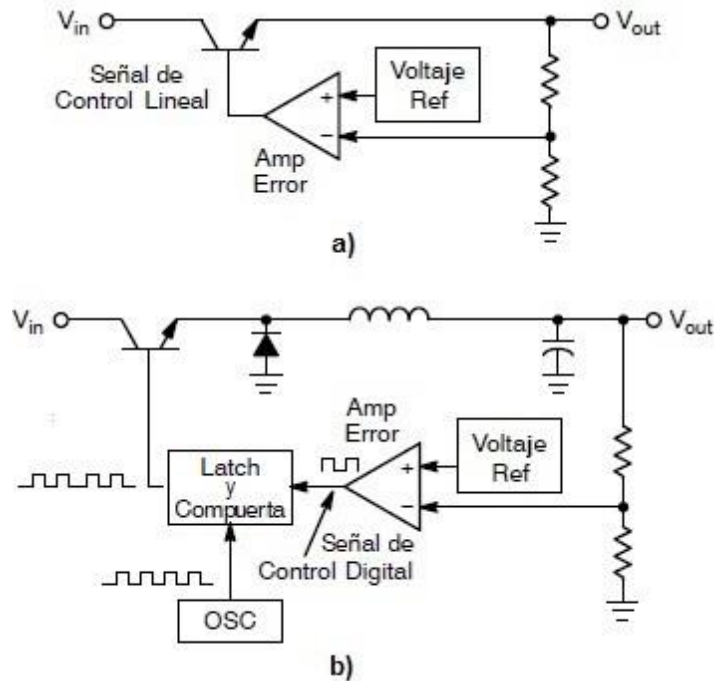


Figura 3.1. Reguladores reductores; a) Regulador lineal; b) Regulador conmutado.

El regulador de conmutación consiste en una referencia estable y un amplificador de error de alta ganancia idéntica a la del regulador lineal. Este sistema se diferencia en que se han añadido un oscilador de funcionamiento libre y un latch con una compuerta lógica. La operación de nuevo como en el regulador, es decir, el amplificador de error supervisa la tensión de salida, lo compara con el nivel de referencia y genera una señal de control. Si la tensión de salida está por debajo de la nominal, la señal de control irá a un estado de alta y activará la compuerta, así los pulsos de reloj del oscilador le permiten al elemento de paso en serie ir de corte a saturación de forma alternada. Esto continuará hasta que la tensión de salida suba ligeramente por encima de su valor nominal. En este momento, la señal de control será baja y desactivará la compuerta, terminando cualquier otra operación de conmutación del elemento de paso en serie. La tensión de salida finalmente disminuye por debajo de la

nominal debido a la presencia de una carga externa, e iniciará de nuevo el proceso de conmutación de nuevo. El aumento en la eficiencia de conversión se debe principalmente a la operación del elemento de paso en serie sólo en el estado de saturación o corte. La caída de tensión a través del elemento, cuando está saturado, es pequeña así como la disipación. Cuando está en corte, tanto la corriente a través del elemento como la disipación de energía, también son pequeñas. Hay otras variaciones de conmutación de control. Las más comunes son el modulador por ancho de pulso de frecuencia fija y la de funcionamiento fijo-en-encendido, variable-en-apagado, donde la conmutación de los estados activo y desactivado es ininterrumpida, y la regulación se logra mediante el control del ciclo de trabajo.

3.3. Convertidor CD-CD MC34063

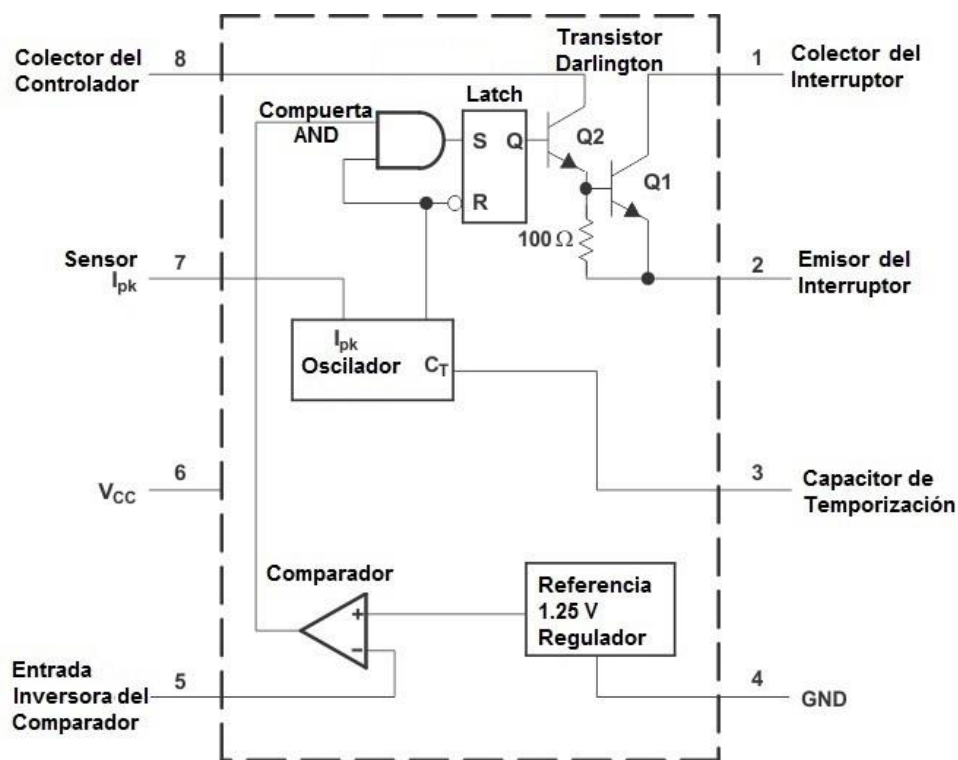


Figura 3.2. Funciones internas del MC34063.

El MC34063 es un circuito de control monolítico que contiene todas las funciones primarias de los convertidores de cd a cd. Este dispositivo contiene una referencia interna con compensación de temperatura, un comparador, un oscilador de ciclo de trabajo controlado con un circuito limitador de corriente activa pico de límite de corriente, un driver,

y un interruptor de salida de alta corriente. Se ha diseñado específicamente para configurarse como circuito reductor (step-down o buck), circuito elevador (step-up o boost) y convertidor inversor de voltaje. La figura 3.2 muestra las funciones, que están contenidas en un empaquetado en línea dual (DIP) de ocho terminales.

3.3.1. Descripción de las partes del MC34063

A continuación se hace una descripción detallada de las funciones que integran al convertidor MC34063 y la manera en que operan estas entre sí.

3.3.1.1. Voltaje De Referencia

El voltaje de referencia está diseñado a 1.25 V y es utilizado para ajustar el voltaje de salida del convertidor, como se puede observar en la figura 3.3.

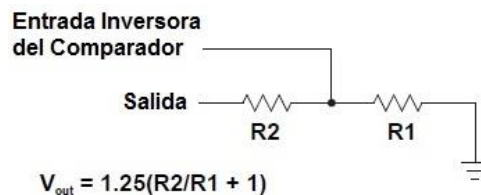


Figura 3.3. Circuito del voltaje de referencia.

3.3.1.2. Oscilador

Está compuesto de una fuente de corriente y un sumidero de corriente que cargan y descargan al capacitor de temporización externo (C_T) entre un umbral superior e inferior preestablecido; como se observa en la figura 3.4. Las corrientes de carga y descarga típicas son $35 \mu A$ y $200 \mu A$ respectivamente, un rendimiento cercano a la relación de uno a seis. De esta manera, el tiempo de rampa-ascendente es seis veces más largo que el tiempo de rampa-descendente como se muestra también en la figura 3.4. El umbral superior es igual a la tensión de referencia interna de 1.25 V y el inferior es aproximadamente igual a 0.75 V. El oscilador funciona continuamente a una velocidad controlada por el valor seleccionado de C_T .

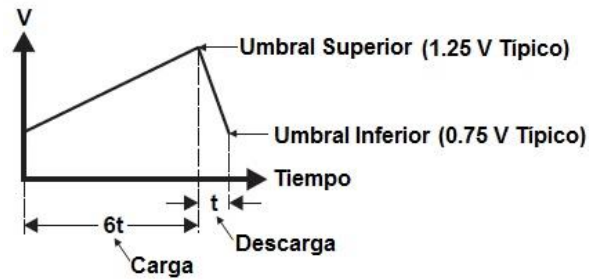


Figura 3.4. Umbrales de voltaje del oscilador.

3.3.1.3. Límite de corriente

Se logra mediante el control de la caída de tensión en una resistencia de detección externa ubicada en serie con VCC y el interruptor de salida. La caída de tensión desarrollada a través de la resistencia de detección se controla por la terminal de detección de corriente, I_{pk} . Cuando la caída de tensión en la resistencia de detección se hace mayor que el valor preestablecido de 330 mV, el circuito de límite de corriente proporciona una trayectoria adicional de corriente para cargar el capacitor C_T rápidamente, con el fin alcanzar el umbral superior del oscilador y, por lo tanto, limitar la cantidad de energía almacenada en el inductor. La resistencia mínima de detección es de 0.2Ω . La figura 3.5 muestra la corriente de carga del capacitor de temporización en función del voltaje de detección de límite de corriente. Para ajustar la corriente de pico, $I_{pk} = 330 \text{ mV} / R_{Sense}$.

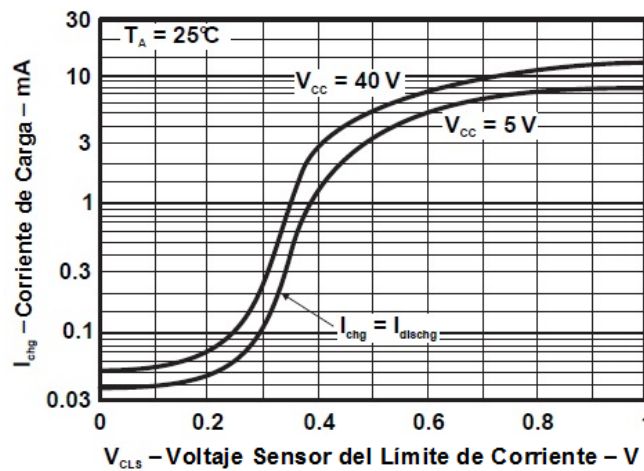


Figura 3.5. Voltaje sensor del límite de corriente vs la corriente de carga del capacitor de temporización.

3.3.1.4. Interruptor de Salida

En el transistor Darlington NPN dentro del convertidor, el colector de la salida del transistor está conectado a la terminal 1, y el emisor a la terminal 2. Esto permite la configuración del MC34063 como buck, boost o inversor. El voltaje máximo de saturación colector-emisor a 1.5 A (pico) es de 1.3 V, y la corriente pico máxima del interruptor de salida es de 1.5 A. Para una corriente más alta de salida se puede utilizar un transistor externo. La figura 3.6 muestra las formas de onda típicas de operación.

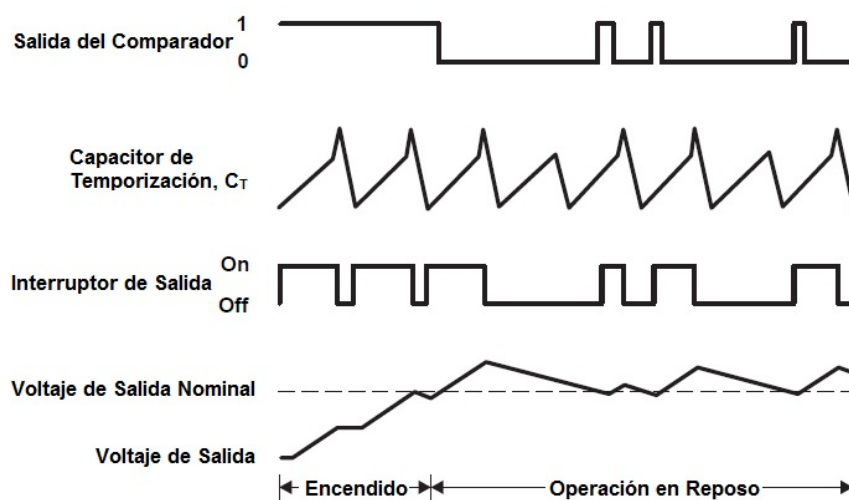











Figura 3. 6. Formas de onda típicas de operación.

3.3.2. Descripción funcional de las partes del MC34063

En el oscilador, durante la porción rampa-ascendente de un ciclo, en la entrada A de la compuerta AND se presenta un "1" lógico. Si el voltaje de salida del regulador de conmutación está por debajo del nominal, también estará presente en la entrada B un "1" lógico. Esta condición activará el latch y hará que la salida "Q" sea un "1" lógico, permitiendo poner en conducción al driver y al interruptor de salida. Cuando el oscilador alcanza su umbral superior, C_T comenzará a descargarse y un "0" lógico estará presente en la entrada "A" de la compuerta. Este nivel lógico también está conectado a un inversor cuya salida presenta un "1" lógico a la entrada del reset del latch. Esta condición hará que "Q" vaya hacia

abajo, desactivando al driver y al interruptor de salida. La tabla de verdad (tabla 3.1) de estos bloques de funcionamiento se muestra en la tabla 3.1. La salida del comparador puede activar el latch sólo durante la rampa-ascendente de C_T y puede iniciar una conducción parcial o completa del ciclo del interruptor de salida. Una vez que el comparador ha activado el latch, no puede restablecerse. Éste permanecerá activado hasta que C_T comience su rampa-descendente. De esta manera, el comparador puede iniciar la conducción del interruptor de salida, pero no puede terminarla y el latch siempre se reinicia cuando el C_T empieza la rampa-descendente. La salida del comparador estará en un "0" lógico cuando el voltaje de salida del regulador de conmutación está por encima del nominal. En estas condiciones, la salida del comparador puede inhibir una parte del interruptor de salida en pleno ciclo, un ciclo completo, un ciclo completo más una porción de un ciclo, múltiples ciclos, o múltiples ciclos más una porción de un ciclo.

Tabla 3.1. Tabla de verdad de los bloques de funcionamiento.

Condición Activa del Capacitor de Temporización, C_T	Entradas de la Compuerta AND		Entradas del Latch		Interruptor Salida	Comentarios acerca del Interruptor de Salida
	A	B	S	R		
Empieza la rampa-ascendente		0	0		0	La salida del regulador de conmutación es \geq la nominal ('B' = 0)
Empieza la rampa-descendente		0	0		0	Sin cambio dado que 'B' era 0 antes que rampa-descendente de C_T
Durante la rampa-descendente	0		0	1	0	Sin cambio aun cuando la salida del regulador de conmutación < la nominal. La salida del conmutador no puede ser iniciada durante rampa-descendente de R_T .
Durante la rampa-descendente	0		0	1	0	Sin cambio dado que la conducción del interruptor de salida terminó cuando 'A' se fue a 0
Durante la rampa-ascendente	1			0		La salida del regulador de conmutación fue < la nominal durante rampa-ascendente de C_T ('B' \rightarrow 1). En-pleno-ciclo

						parcial para el interruptor de salida.
Durante la rampa-ascendente	1			0	1	La salida del regulador de conmutación fue \geq la nominal ('B' \rightarrow 0) durante rampa-ascendente de C_T
Empieza la rampa-ascendente		1				En-pleno-ciclo completo dado que 'B' fue 1 antes que C_T empezará la rampa-ascendente.
Empieza la rampa-descendente		1				La conducción del interruptor de salida siempre se termina cuando C_T está en rampa-descendente.

3.3.3. Operación del MC34063 como Regulador de Conmutación Reductor

En la figura 3.7 se muestra el regulador reductor de conmutación básico. El transistor Q1 interrumpe el voltaje de entrada y proporciona una onda cuadrada de ciclo de trabajo variable a un filtro LC sencillo. El filtro promedia las ondas cuadradas que producen un voltaje de salida de corriente continua que puede ajustarse a cualquier nivel menor al de la entrada, esto mediante el control del porcentaje de tiempo de conducción de Q1 a la del tiempo total del ciclo de conmutación. Así,

$$V_{out} = V_{in} (\%t_{on}) \quad \text{ó} \quad V_{out} = V_{in} \left(\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \right) \quad (3.1)$$

El MC34063 logra su regulación mediante la variación del tiempo de conducción y el tiempo total del ciclo de conmutación.

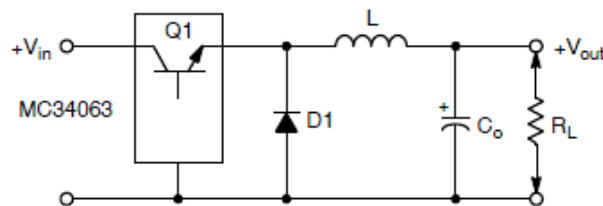


Figura 3.7. Configuración circuito reductor o Step-Down $V_{out} \leq V_{in}$.

La operación del convertidor reductor es como sigue: Se asume que el transistor Q1 está apagado, la corriente del inductor I_L es cero, y el voltaje de salida V_{out} está en su valor nominal. La tensión de salida a través del capacitor C_O con el tiempo caerá por debajo de la tensión nominal porque es el único elemento que alimenta corriente a la carga externa RL . Esta deficiencia del voltaje es controlada por el circuito de control de conmutación y lleva a Q1 a saturación. La corriente del inductor comenzará a fluir desde V_{in} a través de Q1 y C_O en paralelo con RL , y creciendo a una razón de $\Delta I / \Delta T = V / L$. El voltaje a través del inductor es igual a $V_{in} - V_{sat} - V_{out}$ y la corriente pico en cualquier instante es:

$$I_L = \left(\frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{L} \right) t \quad (3.2)$$

Al finalizar el tiempo de conducción, Q1 se apaga. A medida que el campo magnético empieza a colapsar, este genera un voltaje inverso que polariza a D1, y la corriente pico decae a una razón de $\Delta I / \Delta T = V / L$ puesto que la energía se suministra a C_O y RL . El voltaje a través del inductor durante este periodo es igual a $V_{out} + V_F$ de D1, y la corriente en cualquier instante de tiempo es

$$I_L = I_{L(pk)} \left(\frac{V_{out} + V_F}{L} \right) t \quad (3.3)$$

Como ejemplo, durante la operación en reposo el voltaje de salida promedio es constante y que el sistema está funcionando en modo discontinuo. Entonces, la I_L (pico) alcanzada durante t_{on} caerá a cero durante t_{off} y se podrá determinar una relación de t_{on} a t_{off} :

$$\left(\frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{L} \right) t_{on} = \left(\frac{V_{out} + V_F}{L} \right) t_{off} \quad (3.4)$$

$$\therefore \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_{out} + V_F}{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out}} \quad (3.5)$$

Nótese que el producto volt-tiempo de t_{on} debe ser igual al de t_{off} y cuando se determina su relación, el valor de la inductancia se omite. Si el voltaje de salida permanece constante, la corriente promedio en el inductor debe ser igual a la corriente de salida para un ciclo completo. La corriente pico del inductor con respecto a la corriente de salida es:

$$\left(\frac{I_{L(pk)}}{2}\right)t_{on} + \left(\frac{I_{L(pk)}}{2}\right)t_{off} = (I_{out}t_{on}) + (I_{out}t_{off}) \quad (3.6)$$

$$\frac{I_{L(pk)}(t_{on} + t_{off})}{2} = I_{out}(t_{on} + t_{off}) \quad (3.7)$$

$$\therefore I_{L(pk)} = 2I_{out} \quad (3.8)$$

La corriente pico del inductor es igual a la corriente pico del interruptor $I_{pk (switch)}$ ya que los dos están en serie. El tiempo de encendido, t_{on} , es el tiempo máximo posible de conducción del interruptor. Este es igual al tiempo requerido para C_T vaya a rampa-ascendente, desde su umbral inferior a superior. El valor requerido para C_T se puede determinar mediante el uso de la corriente mínima de carga del oscilador y el valor típico de oscilación de voltaje del oscilador, ambos tomados de la tabla de características eléctricas de la hoja de datos.

$$C_T = I_{chg(min)} \left(\frac{\Delta t}{\Delta V} \right) \quad (3.9)$$

$$= 20 \times 10^{-6} \left(\frac{t_{on}}{0.5} \right) \quad (3.10)$$

$$= 4.0 \times 10^{-5} t_{on} \quad (3.11)$$

El tiempo de apagado, t_{off} , es el tiempo que el diodo D1 está en conducción y se determina por el tiempo requerido para que la corriente del inductor regrese a cero. El tiempo de apagado no está relacionado con el tiempo de rampa-descendente del C_T . El tiempo del ciclo de la red LC es igual $t_{on(max)} + t_{off}$ y la frecuencia mínima de operación es:

$$f_{min} = \frac{1}{t_{on(max)} + t_{off}} \quad (3.12)$$

Ahora se puede calcular un valor mínimo para el inductor L. Las cantidades que se conocen son el voltaje a través del inductor y la corriente pico para el tiempo de conducción del interruptor que se seleccionó.

$$L_{min} = \frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{I_{pk(switch)}} t_{on} \quad (3.13)$$

Este valor mínimo de inductancia se calcula suponiendo el comienzo de la operación en conducción continua con un voltaje fijo de entrada, la corriente de salida máxima, y un oscilador mínimo de carga-corriente.

La carga neta por ciclo entregado al capacitor de salida C_o , debe ser cero, $Q_+ = Q_-$, si el voltaje de salida continua siendo constante.

El voltaje de rizado se puede calcular a partir de los valores conocidos de tiempo de conducción, tiempo de apagado, corriente pico en el inductor, y el valor de capacitor de salida.

$$V_{\text{ripple(p-p)}} = \left(\frac{1}{C_o} \right) \int_0^{t_1} i t dt + \left(\frac{1}{C_o} \right) \int_{t_1}^{t_2} i' t dt \quad (3.14)$$

Donde $i t = \frac{\frac{1}{2} I_{pk} t}{t_{on}/2}$ y $i' t = \frac{\frac{1}{2} I_{pk} t}{t_{off}/2}$

y tanto $t_1 = \frac{t_{on}}{2}$, como $t_2 - t_1 = \frac{t_{off}}{2}$

Sustituyendo para t_1 y $t_2 - t_1$ resulta:

$$= \frac{1}{C_o} \frac{I_{pk}}{t_{on}} \frac{(t_{on}/2)^2}{2} + \frac{1}{C_o} \frac{I_{pk}}{t_{off}} \frac{(t_{off}/2)^2}{2} \quad (3.15)$$

$$= \frac{I_{pk} (t_{on} + t_{off})}{8C_o} \quad (3.16)$$

Una derivación gráfica del voltaje pico a pico de rizado se puede obtener a partir de la corriente del capacitor y las formas de onda del voltaje en la figura 3.8. Los cálculos mostrados cuentan para el voltaje de rizado aportado por la corriente de rizado en un capacitor ideal. En la práctica, el valor calculado tendrá que aumentar debido a la resistencia en serie equivalente interna ESR del capacitor. El voltaje de rizado adicional será igual a $I_{pk} (ESR)$. Al aumentar el valor del capacitor de filtro se reducirá el voltaje del rizado de salida. Sin embargo, se alcanzará un punto de rendimiento decreciente porque el comparador requiere una diferencia de voltaje finita a través de sus entradas para controlar el latch. Esta diferencia de potencial es de alrededor de 1.5 mV y el rizado mínimo alcanzable a la salida será la relación de realimentación del divisor multiplicado por 1.5 mV ó:

$$V_{\text{ripple}(p-p)\text{min}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{ref}}} (1.5 \times 10^{-3}) \quad (3.17)$$

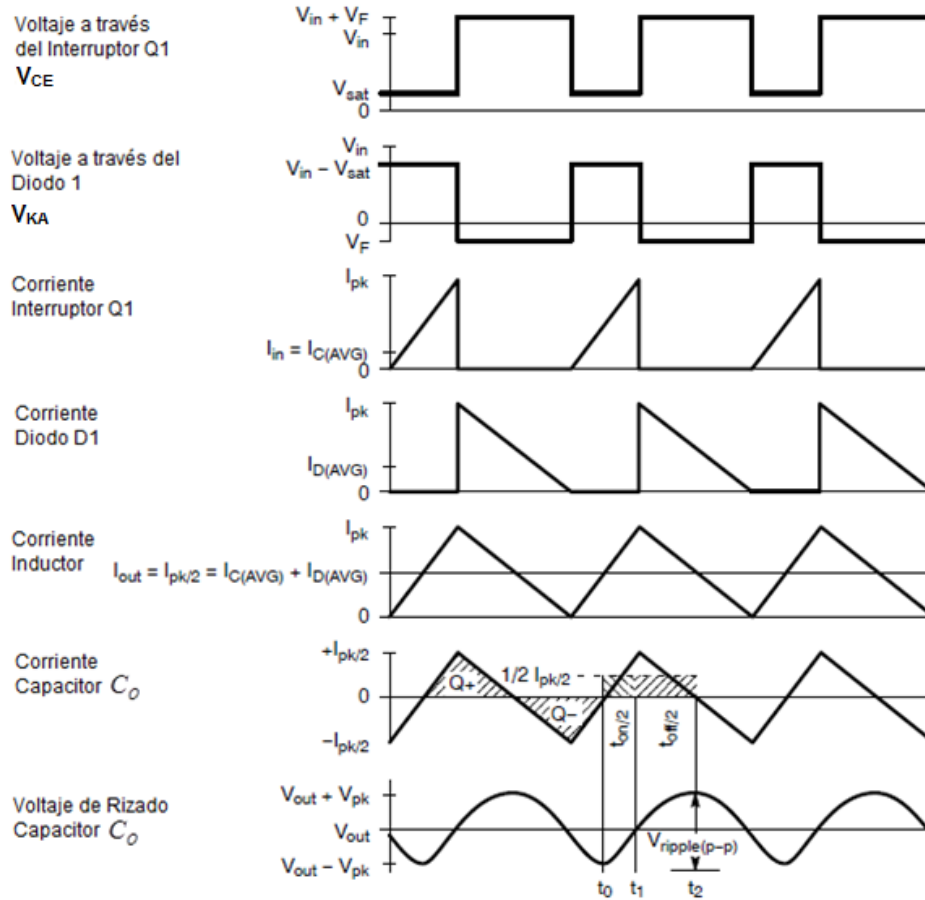


Figura 3. 8. Formas de onda del regulador reductor de conmutación.

3.4. Diseño del Convertidor Reductor de Conmutación

Se tienen los siguientes parámetros:

$$V_{\text{out}} = 2.5 \text{ V}$$

$$I_{\text{out}} = 500 \text{ mA}$$

$$f_{\text{min}} = 30 \text{ kHz}$$

$$V_{\text{in}(\text{min})} = 6.0 \text{ V} - 10\% = 5.4 \text{ V}$$

$$V_{\text{ripple}(p-p)} = 0.5\% V_{\text{out}} = 12.5 \text{ mV}_{p-p}$$

1. Se determina la relación de conducción t_{on} de conmutación contra el tiempo t_{off} de conducción del diodo. De la ecuación (3.5) se tiene que

$$\begin{aligned} &= \frac{2.5 + 0.6}{5.4 - 1.38 - 2.5} \\ &= 2.04 \end{aligned}$$

2. El tiempo del ciclo de la red LC es igual a $t_{on(max)} + t_{off}$ y con la ec. (3.12):

$$\begin{aligned} t_{on(max)} + t_{off} &= \frac{1}{f_{min}} & (3.18) \\ &= \frac{1}{30 \times 10^3} \\ &= 33.33 \mu s \end{aligned}$$

3. Enseguida se calcula t_{on} y t_{off} de la relación t_{on}/t_{off} en el paso número 1 y la suma de $t_{on} + t_{off}$ en el paso número 2. Usando sustituciones algebraicas, se puede escribir t_{off} en términos de t_{on}/t_{off} y $t_{on} + t_{off}$. La ecuación es:

$$\begin{aligned} t_{off} &= \frac{t_{on(max)} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1} & (3.19) \\ &= \frac{33.33 \times 10^{-6}}{2.04 + 1} \\ &= 10.96 \mu s \end{aligned}$$

Ya que $t_{on(max)} + t_{off} = 33.33 \mu s$

Entonces:

$$\begin{aligned} t_{on(max)} &= 33.33 \mu s - 10.96 \mu s \\ &= 22.37 \mu s \end{aligned}$$

Nótese que la relación de $t_{on} / (t_{on} + t_{off})$ no excede el máximo de $6/7$ ó 0.857 (ciclo de trabajo). Este máximo está definido por la relación 6 a 1 de la corriente carga-descarga del capacitor C_T (ver figura 3.4).

4. El máximo tiempo de conducción, $t_{on(max)}$ seleccionando un valor para C_T ; de la ecuación 2.11 se tiene que:

$$4.0 \times 10^{-5} \left(22.37 \times 10^{-6} \right)$$

$$= 894 \text{ pF} \rightarrow 1000 \text{ pF}$$

5. La corriente pico de conmutación $I_{pk (switch)}$ de la ecuación 3.8, es:

$$= 2(500 \times 10^{-3})$$

$$= 1.0 \text{ A}$$

6. Conociendo la $I_{pk (switch)}$ y el tiempo máximo de encendido, $t_{on (max)}$, se puede calcular un valor mínimo de inductancia.

$$L_{min} = \left(\frac{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out}}{I_{pk(switch)}} \right) t_{on(max)}$$

$$= \left(\frac{5.4 - 1.38 - 2.5}{1.0} \right) 22.37 \times 10^{-6}$$

$$= 34.0 \mu\text{H}$$

7. Se puede determinar un valor para el resistor de límite de corriente, R_{sc} , de la siguiente forma:

$$R_{sc} = 0.3/I_{pk(switch)} \quad (3.20)$$

$$= 0.3/1$$

$$= 300 \text{ m}\Omega$$

Donde $I_{pk(switch)}$ es equivalente al valor $I_{L(pk)}$ de la ecuación 3.8 (paso 5).

Este valor puede ser ajustado hacia abajo para compensar las pérdidas por conversión y cualquier otro incremento en la corriente $I_{pk (switch)}$ si V_{in} varía hacia arriba. No se ajuste R_{sc} para exceder el límite máximo de $I_{pk (switch)}$ de 1.5 A cuando se usa el transistor de conmutación interno (del MC34063).

8. Se obtiene un valor mínimo para un filtro de salida ideal.

$$C_O = \frac{I_{pk(switch)}(t_{on} + t_{off})}{8V_{ripple(p-p)}} \quad (3.21)$$

$$= \frac{1.0(33.33 \times 10^{-6})}{8(12.5 \times 10^{-3})}$$

$$333.33 \times 10^{-6} \rightarrow 330 \mu\text{F}$$

Idealmente se alcanzará la meta del diseño, sin embargo, aún el capacitor más sólido de tantalio con este valor presenta un valor ESR (resistencia equivalente en serie) típica de 0.3Ω el cual contribuirá con 30 mV de rizo. Las componentes del rizo no están en fase, pero puede suponerse así para un diseño conservador. La tensión de rizo debe mantenerse en un valor bajo, ya que afectará directamente a la línea del sistema y la regulación de la carga. Para satisfacer el presente diseño se debe seleccionar un capacitor de tantalio con una ESR lo más baja posible.

9. El voltaje de salida nominal se programa por el divisor resistivo R1 y R2. El voltaje de salida es:

$$V_{\text{out}} = 1.25 \left(\frac{R2}{R1} + 1 \right) \quad (3.22)$$

El divisor de corriente puede tener valores muy bajos hasta por $100 \mu\text{A}$ sin afectar el rendimiento del sistema. En la selección de un divisor de corriente mínima, R1 es igual a:

$$R1 = \frac{1.25}{100 \times 10^{-6}} \quad (3.23)$$

$$= 12500 \Omega$$

Reordenando la ecuación anterior en términos de R2, éste se puede resolver:

$$R2 = R1 \left(\frac{V_{\text{out}}}{1.25} - 1 \right) \quad (3.24)$$

Si se elige un resistor estándar de 12k con tolerancia de 5% para R1, R2 también será un valor estándar.

$$R2 = 12000 \left(\frac{2.5}{1.25} - 1 \right)$$

$$= 12000 \rightarrow 12 \text{ k}\Omega$$

El diseño se ha optimizado para satisfacer las condiciones de diseño, haciendo uso de la ecuación anterior. En $V_{\text{in (min)}}$, la operación es en inicio de modo continuo y la capacidad

de corriente de salida será mayor que 500 mA. En $V_{in(nom)}$, es decir, 6 V, el límite de corriente se activará ligeramente por encima de la intensidad nominal de salida de 500 mA.

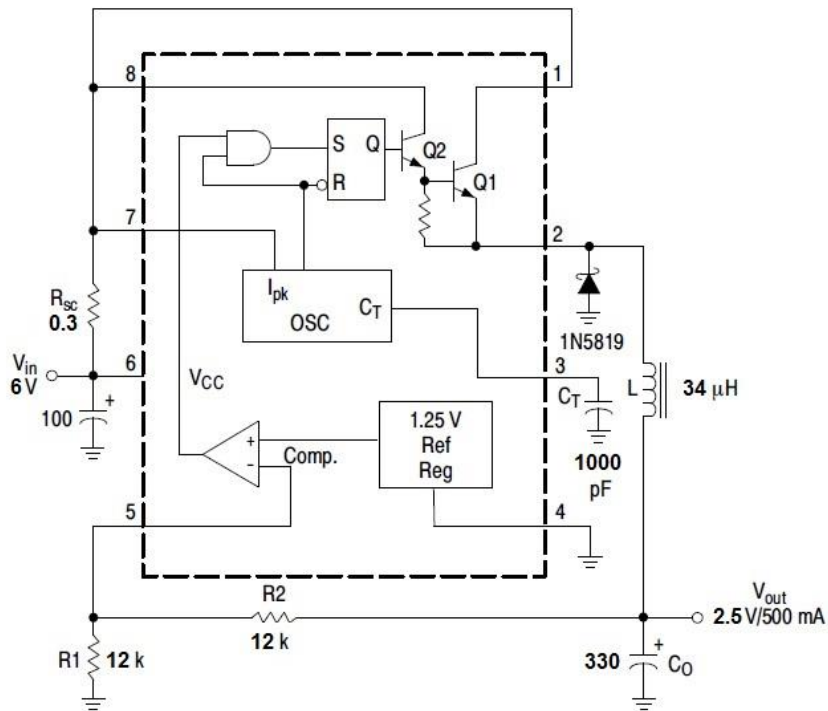


Figura 3.9. Valores calculados para el MC34063.

3.5. Diodo Schottky 1N5819

El rectificador de barrera Schottky de potencia está diseñado para fuentes de alimentación en modo conmutado y convertidores de CD-CD de alta frecuencia. Con empaquetado tipo DO-41 de plástico, estos elementos se han creado para aplicaciones de bajo voltaje, inversores de alta frecuencia, como diodo de rueda libre o diodo volante, protección de polaridad, etcétera.

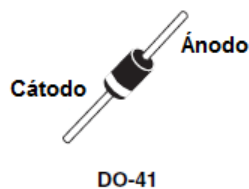


Figura 3.10. Representación gráfica del 1N5819.

Una tabla de sus principales características eléctricas se muestra a continuación:

Tabla 3.2. Características eléctricas del 1N5819.

Parámetro	Símbolo	Máx.	Unidad
Voltaje inverso de pico repetitivo	V_{RRM}	40	V
Corriente en directo rectificadora promedio	$I_{F(AV)}$	1.0	A
Voltaje directo	V_F	0.6	V

3.6. Etapas de la Fuente de Alimentación Tipo Flyback

El circuito total se divide en tres etapas. La primera de ellas es la alimentación; la segunda es la etapa del oscilador/transistor; y finalmente la etapa del multiplicador de voltaje.

A continuación se muestra un diagrama esquemático de un circuito tipo flyback.

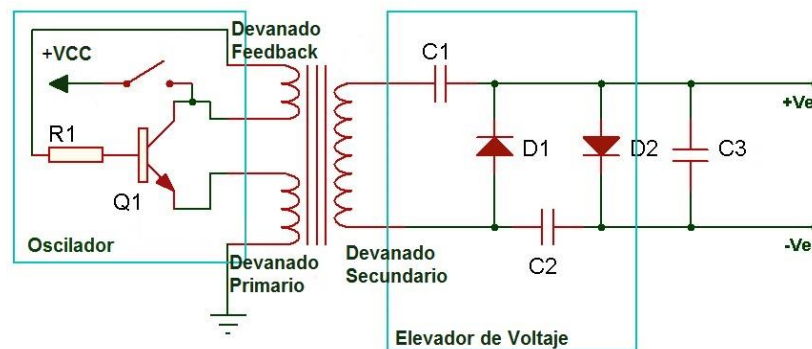


Figura 3.11. Etapas del Controlador (driver) tipo Flyback.

3.6.1. Oscilador de Bloqueo y Operación

Un oscilador de bloqueo es una configuración sencilla de componentes electrónicos discretos los cuales pueden producir una señal de funcionamiento libre, requiriendo sólo una resistencia –para propósitos del presente diseño ésta será de 1.5 k Ω , y el elemento interruptor

que es el transistor NPN modelo BD135. El nombre se deriva del hecho de que el transistor es cortado o "bloqueado" la mayor parte del ciclo de trabajo, generando impulsos periódicos.

La corriente se activa a través del transistor BD135 NPN que permite que ésta fluya a través del inductor o devanado primario, induciendo un voltaje en la bobina secundaria y esta a su vez induce una tensión en el devanado de realimentación (feedback). Esta tensión en la bobina de realimentación hace que el transistor deje de conducir y el campo magnético en el núcleo de ferrita se colapse a través de la energía eléctrica del devanado secundario. Este proceso ayuda a que el transistor conduzca otra vez, repitiendo el procedimiento y la creación de pulsos de corriente directa. El campo magnético cambiante induce un alto voltaje en el devanado secundario.

El voltaje inducido en el devanado secundario depende de la relación del número de vueltas de los devanados primario y secundario. Esta tensión estará dentro del orden que varía de unos cientos de volts hasta mil volts.

3.6.1.1. Transistor BD135

El BD135 es un transistor NPN de silicio para aplicaciones de mediana potencia. Este dispositivo provee una alta ganancia de corriente CD. Está fabricado con tecnología planar que resulta en dispositivos resistentes de alto rendimiento.

Las hojas de datos de diversos fabricantes de este dispositivo señalan una de sus principales aplicaciones es como interruptor genérico en convertidores de CD-CD, razón por la cual se ha elegido este elemento para el presente proyecto; además es de bajo costo y ampliamente utilizado lo cual lo hace relativamente muy fácil de conseguir.

Tabla 3.3. Características eléctricas del BD135.

Característica	Símbolo	Mín.	Máx.	Unidad
Voltaje de ruptura Colector-Emisor	BV_{CEO}	45	–	VCD

Corriente de corte del colector	I_{CBO}	–	10	μACD
Corriente de corte del emisor	I_{EBO}	–	10	μACD
Ganancia de corriente CD	β	40	250	–
Voltaje de saturación colector-emisor	$V_{CE(\text{sat})}$	–	0.5	VCD
Voltaje esperado base-emisor	$V_{BE(\text{on})}$	–	1	VCD

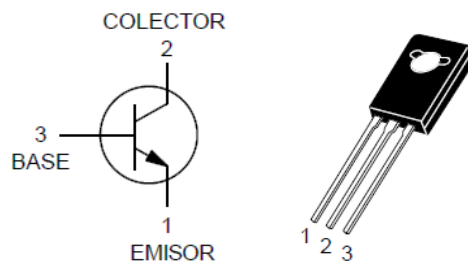


Figura 3.12. Distribución de las terminales del transistor BD135.

3.7. El Transformador Flyback

La capacidad de manejo de potencia de un núcleo de transformador también se puede determinar por su producto $WaAc$, donde Wa es el área disponible de la ventana del núcleo, y Ac es el área de efectiva de la sección transversal. Dada la ecuación 3.25, se calcula el producto $WaAc$:

$$WaAc = \frac{P_o D_{cma}}{k_t B_{\max}} \quad (3.25)$$

Donde:

$WaAc$ = Producto del área de la ventana y el área del núcleo (cm^4).

P_o = Potencia de salida (watts).

D_{cma} = Densidad de corriente (cir. mil / amp). Se puede seleccionar dependiendo la cantidad de aumento de calor permitido. 750 cir. mil / amp es conservador; 500 cir. mil / amp es agresivo.

B_{max} = Densidad de flujo (gauss) seleccionada en base a la frecuencia de operación. Arriba de 20 kHz, las pérdidas en el núcleo se incrementan. Para operar núcleos de ferrita a mayores frecuencias es necesario operar los niveles de flujo del núcleo por debajo de ± 2000 gauss. También se tiene que, para el diseño de un transformador flyback de múltiples devanados, la constante de topología $K_t = 0.00025$

Una vez que se elige el núcleo, el cálculo de las vueltas primarias y secundarias y el tamaño del cable, se realiza de forma más sencilla:

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{4BA_c f} \quad (3.26)$$

$$N_s = \frac{V_s}{V_p} N_p \quad (3.27)$$

$$I_p = \frac{P_{in}}{V_p} \quad (3.28)$$

$$I_s = \frac{P_{out}}{V_s} \quad (3.29)$$

Donde:

A_c = Área del núcleo en cm^2 .

V = Voltaje.

f = frecuencia (Hertz).

K_t = Constante de topología a utilizar

I_p = Corriente en el devanado primario.

I_s = Corriente en el devanado secundario.

N_p = Número de vueltas en el devanado primario.

N_s = Número de vueltas en el devanado secundario.

P_{in} = Potencia de entrada.

$$KWa = N_p A_{wp} + N_s A_{ws} \quad (3.30)$$

Donde:

A_{wp} = Área de hilo primario.

A_{ws} = Área de hilo secundario.

Para fines del presente proyecto, se utiliza un núcleo de ferrita de forma E, por lo que la constante $K = 0.6$.

También $N_p A_{wp} = 1.1 N_s A_{ws}$ para permitir el devanado de realimentación (feedback).

La eficiencia se calcula:

$$e = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + \text{pérdidas devanado} + \text{pérdidas núcleo}} \quad (3.31)$$

Y la regulación de Voltaje:

$$\text{Regulación de Voltaje (100\%)} = \frac{|V_{sin\ carga} - V_{plenacarga}|}{|V_{plenacarga}|} \times 100 \quad (3.32)$$

3.8. Multiplicador de Voltaje

Un multiplicador de voltaje es un circuito eléctrico que convierte la energía eléctrica de CA de un voltaje más bajo a un voltaje CD más alto, típicamente usando una red de capacitores y diodos.

Los multiplicadores de voltaje se pueden utilizar para generar unos pocos voltios usados en los aparatos electrónicos, a millones de voltios para propósitos tales como experimentos de física de alta energía y pruebas de seguridad de un rayo. El tipo más común de multiplicador de tensión es el multiplicador serie de media onda, también conocido como la cascada de Villard (como se observa en la figura 3.13).

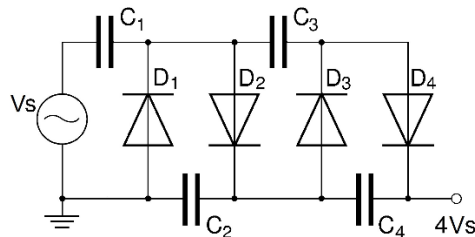


Figura 3.13. Diagrama del multiplicador de voltaje (cascada de Villard).

3.8.1. Operación del Multiplicador de Voltaje

Suponiendo que la tensión de pico de la fuente de CA es $+V_s$, y que los valores de C son lo suficientemente altos para permitir, cuando esté cargado, que una corriente fluya sin ningún cambio significativo en la tensión, entonces la operación (simplificada) de la cascada es la siguiente:

- Pico negativo ($-V_s$): El capacitor C_1 se carga a través del diodo D_1 a V_s (V_s es la diferencia de potencial entre la placa izquierda y derecha del capacitor).
- Pico positivo ($+V_s$): El potencial de C_1 se añade con el de la fuente, cargando de este modo C_2 a $2V_s$ través de D_2 .
- Pico negativo: el potencial de C_1 se ha reducido a 0 volts permitiendo así que C_3 se cargue a través de D_3 a $2V_s$.
- Pico positivo: el potencial de C_2 se eleva a $2V_s$ (de forma análoga al paso 2), también carga C_4 a $2V_s$. La tensión de salida (la suma de las tensiones debajo de C_2 y C_4) se eleva hasta que se alcanza $4V_s$.

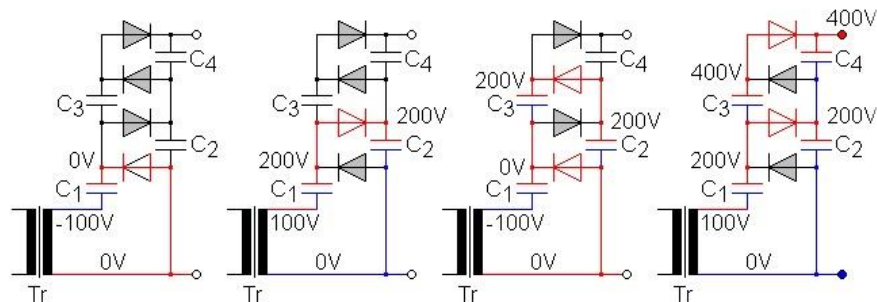


Figura 3.14. Operación del multiplicador de voltaje.

En realidad se requieren más ciclos para que C_4 alcance plena tensión. Cada etapa adicional de dos diodos y dos condensadores aumenta la tensión de salida al doble de la tensión de pico de alimentación de CA.

3.8.2. Diodo Rectificador 1N4007

El diodo 1N4007 pertenece a la serie 1N4001, que es una popular familia de diodos rectificadores de silicio para propósitos generales. Los voltajes de bloqueo varían según el modelo de la serie, de los 50 V a los 1000 V la serie y todos con una corriente en directo de $I_F = 1 \text{ A}$.; en el caso del 1N4007 le corresponde el valor de 1000 V.

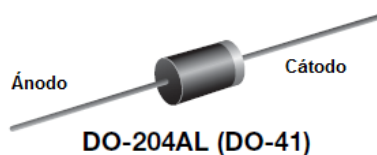


Figura 3.15. Apariencia física del diodo rectificador 1N4007.

Una tabla resumen de sus principales datos se muestra a continuación:

Tabla 3.4. Características eléctricas del 1N4007.

Parámetro	Símbolo	Máx	Unidad
Voltaje inverso de pico repetitivo	V_{RRM}	1000	V
Corriente en directo rectificadora promedio	$I_{F(AV)}$	1.0	A
Voltaje en directo	V_F	1.1	V

3.9. Etapa del Circuito Digital

En esta etapa se da información detallada acerca de la placa Arduino UNO, y posteriormente se muestra el código realizado en el software de Arduino; finalmente se traslada este código al programa de simulación de circuitos ISIS de la plataforma Proteus, para comprobar que la programación de dicha placa ha sido correcta y además se muestran las conexiones de ésta con una salida en pantalla de cristal líquido LCD de 16 columnas por 2 filas, conocida comúnmente como LCD de 16x2.

3.9.1. Placa Arduino UNO

El modelo Uno de Arduino es una placa electrónica basada en el microcontrolador ATmega328P. Este controlador cuenta con 14 pines digitales de entrada / salida (de los cuales 6 se podrán utilizar como salidas PWM), 6 entradas analógicas, un cristal de cuarzo de 16 MHz, una conexión USB, un conector de alimentación, una cabecera ICSP (Programación Serial en Circuito) y un botón de reinicio (reset). Estos componentes son todo lo necesario para trabajar plenamente con el microcontrolador.

El modelo Uno y la versión 1.0 del software de Arduino (IDE) fueron las versiones de referencia de Arduino y ahora ha evolucionado en nuevas versiones. La placa Uno es la primera de una serie de placas Arduino USB, y el modelo de referencia para la plataforma Arduino.

La placa contiene además el Atmega16U2 que está programado como convertidor USB-serial.

Tabla 3.5. Tabla de características generales de la placa Arduino Uno

Microcontrolador	ATmega328P
Voltaje de operación	5 V
Voltaje de entrada (recomendado)	7-12V
Voltaje de entrada (máximo)	6-20V
Terminales E / S Digitales	14 (de los cuales 6 proporcionan salida PWM)
Terminales PWM digitales E / S	6
Terminales de entrada analógicas:	6

Corriente CD por terminal E / S	20 mA
Corriente CD para la terminal 3.3 V	50 mA
Memoria Flash:	32 KB de los cuales 0.5 KB son usados por el cargador de arranque
SRAM	2 KB (ATmega328P)
EEPROM	1 KB (ATmega328P)
Velocidad de reloj	16 MHz

3.9.1.1. Programación

La placa Uno se puede programar con el software de Arduino (IDE). El microcontrolador ATmega328 viene pre-programado con un cargador de arranque que le permite cargarle nuevo código sin el uso de un programador de hardware externo. Se comunica utilizando el protocolo STK500.

También se puede descartar el gestor de arranque y programar el microcontrolador a través de la cabecera ICSP utilizando un Arduino ISP o similar.

3.9.1.2. Alimentación

La placa Uno puede ser alimentada a través de la conexión de un puerto USB o por medio de una fuente de alimentación externa.

La fuente de energía externa (no proveniente del puerto USB) puede venir con un adaptador de CA a CD (conector de pared) o por baterías. Los cables desde una batería pueden ser insertados en las terminales GND y Vin del conector de alimentación.

La tarjeta puede funcionar con un suministro externo de 6 a 20 voltios. Si se suministra con menos de 7V, sin embargo, la terminal de 5 V puede suministrar menos de cinco voltios y la placa se puede volver inestable. Si se utiliza más de 12 V, el regulador de voltaje se puede sobrecalentar y dañar la placa. El rango recomendado es de 7 a 12 voltios.

3.9.1.3. Configuración de las terminales de alimentación

a) Vin. El voltaje de entrada a la placa Uno cuando se trata de utilizar una fuente de alimentación externa (diferente a los 5 V nominales de la conexión USB o de otra fuente de alimentación regulada). Se puede suministrar tensión a través de esta terminal, o, si el suministro de tensión viene a través de la toma de alimentación, se puede acceder a él a través de esta misma terminal.

b) 5V. Esta terminal suministra 5 V de voltaje regulado del regulador en la placa. La placa puede ser alimentada ya sea, desde el conector de alimentación de CD (7 - 12 V), el conector USB (5V), o por la terminal VIN de la placa (7-12V). El suministro de tensión a través de los terminales de 5V o 3.3V polariza el regulador, y puede dañar la placa.

c) 3V3. Un suministro de 3.3 V generado por el regulador en la placa. Su consumo de corriente máximo es de 50 mA.

d) GND. Terminales de tierra.

e) IOREF. Proporciona la referencia de voltaje con la que opera el microcontrolador. Un escudo bien configurado puede leer el voltaje de la terminal IOREF y seleccionar la fuente de alimentación adecuada o habilitar traductores de voltaje en las salidas para trabajar con 5V o 3.3V.

3.9.1.4. Memoria

El ATmega328 tiene 32 KB (con 0.5 KB ocupadas por el gestor de arranque). También tiene 2 KB de SRAM y 1 KB de EEPROM (que puede ser leído y escrito con la librería EEPROM).

3.9.1.5. Terminales de E / S

En la figura 3.16 se puede observar la distribución de las terminales de Arduino y los puertos del ATmega328P.

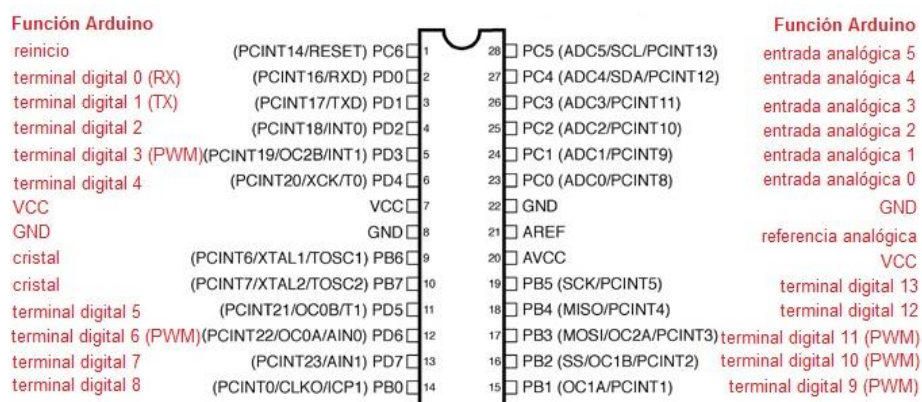


Figura 3.16. Distribución de terminales y puertos del microcontrolador Atmega328P y funciones en la placa Uno de Arduino.

Cada uno de los 14 pines digitales en la placa se puede utilizar como una entrada o salida, utilizando las funciones pinMode(), digitalWrite(), y digitalRead(). Operan a 5 voltios. Cada terminal puede proporcionar o recibir 20 mA como condición de funcionamiento recomendada y tiene una resistencia de pull-up interna (desconectada por defecto) de 20-50k ohmios. El valor máximo que no debe superarse en cualquier terminal de E / S para evitar daños permanentes en el microcontrolador es de 40 mA.

El Uno tiene 6 entradas analógicas, marcadas de A0 a A5, cada una de las cuales proporcionan 10 bits de resolución (es decir, 1024 valores diferentes). Por defecto se miden desde tierra a 5 voltios, aunque es posible cambiar el extremo superior de su rango utilizando la terminal AREF y la función analogReference(). Existen un par de terminales de la placa:

a) AREF. Voltaje de referencia para las entradas analógicas. Se utiliza con `analogReference()`.

b) Reset. Se lleva esta línea a BAJO (low) para reiniciar el microcontrolador. Normalmente se utiliza para añadir un botón de reinicio para protección los cuales bloquean la una en la mesa.

3.9.1.6. Comunicación

El Uno tiene una serie de facultades para la comunicarse ya sea con una computadora, otra placa Uno, u otros microcontroladores. El ATmega328 ofrece UART TTL (5V) de comunicación en serie, que está disponible en los pines digitales 0 (RX) y 1 (TX). El software de Arduino (IDE) incluye un monitor serie que permite a los datos de texto simples ser enviados hacia y desde la placa. Los LEDs RX y TX de la placa parpadean cuando se están transmitiendo datos a través de la conexión USB en serie a la computadora (pero no para la comunicación en serie en los pines 0 y 1).

Una librería llamada “SoftwareSerial” permite la comunicación en serie en cualquiera de las terminales digitales de la placa Uno.

3.9.1.7. Software de reinicio automático

En lugar de requerir que se presione físicamente el botón de reinicio antes de un proceso de carga, la placa Uno está diseñada de manera tal que pueda restablecerse por medio del software que se ejecuta desde una computadora conectada a esta. Una de las líneas de control de flujo por hardware (DTR) del ATmega8U2 / 16U2 está conectado a la línea del reset del ATmega328 a través de un condensador de 100 nF. Cuando se afirma esta línea (tomada BAJO), la línea de reset cae lo suficiente para restablecer el chip. El software de Arduino (IDE) utiliza esta capacidad que le permite cargar el código con sólo pulsar el botón de carga en la barra de herramientas de la interfaz gráfica. Esto significa que el gestor de

arranque puede tener un tiempo de espera más corto, ya que el descenso de DTR puede ser bien coordinado con el inicio de la carga.

3.9.2. Código de Programación del Probador de Resistencia de Aislamiento en el Programa Arduino (IDE)

A continuación se proporciona el código, llamado “sketch” en la plataforma del Arduino (IDE).

```
#include <LiquidCrystal.h>
LiquidCrystal lcd(12,11,5,4,3,2);
int i;
float input_1;
float resol=5.0/1023.0;
float mil=1000.0;//Voltaje de la fuente
float volt,Rx;
void setup() {
  analogReference(DEFAULT);
  pinMode(A5,INPUT);//Entrada analógica del ADC
  lcd.begin(16,2);
}
void loop() {
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("Resistencia");
  delay(500);

  lcd.setCursor(14,1);
  lcd.print("M");
  lcd.setCursor(15,1);
  lcd.print((char)244);
  delay(3000);
  for (i=0; i<5; i++)
  {
    input_1=input_1+analogRead(A5);
    delay(500);
  }
  input_1=input_1/5.0;
  volt=(input_1*resol);
  lcd.setCursor(7,1);
  //lcd.print(volt,3);
  Rx=(((mil-volt)*10000)/volt)/1000000;
```

```

lcd.setCursor(9,1);
lcd.print(Rx,1);
input_1=0;
volt=0;
}

```

3.9.3 Circuito Digital en la Placa de Arduino

Se muestra en la figura 3.17 el armado del circuito digital con la placa Arduino UNO dentro del programa de simulación ISIS de Proteus.

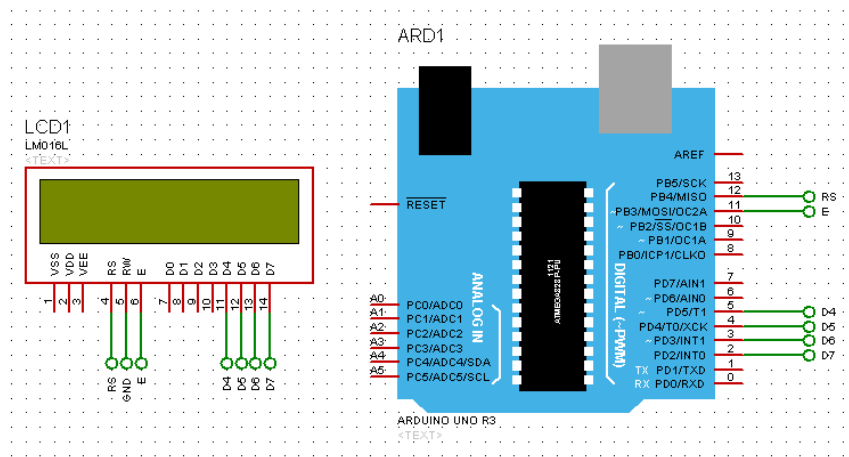


Figura 3.17. Implementación de la placa Arduino UNO en el software ISIS de Proteus.

El código de programación se implementa sobre la placa Arduino UNO dentro de la interface de Proteus, seleccionando el elemento que representa la placa y haciendo doble click sobre éste, o bien, click secundario y seleccionando lo siguiente: *Edición de Propiedades*>*Archivo de programa*. Ya aquí se abrirá un menú de opciones, donde se proporcionará la ruta de la ubicación del archivo hexadecimal que se genera en la compilación del código en forma detallada del programa Arduino (IDE).

En la figura 3.18 se observa que R1 es la resistencia desconocida o carga resistiva a medir. Corriendo el programa de simulación, en la pantalla LCD se muestra el resultado de esa medición.

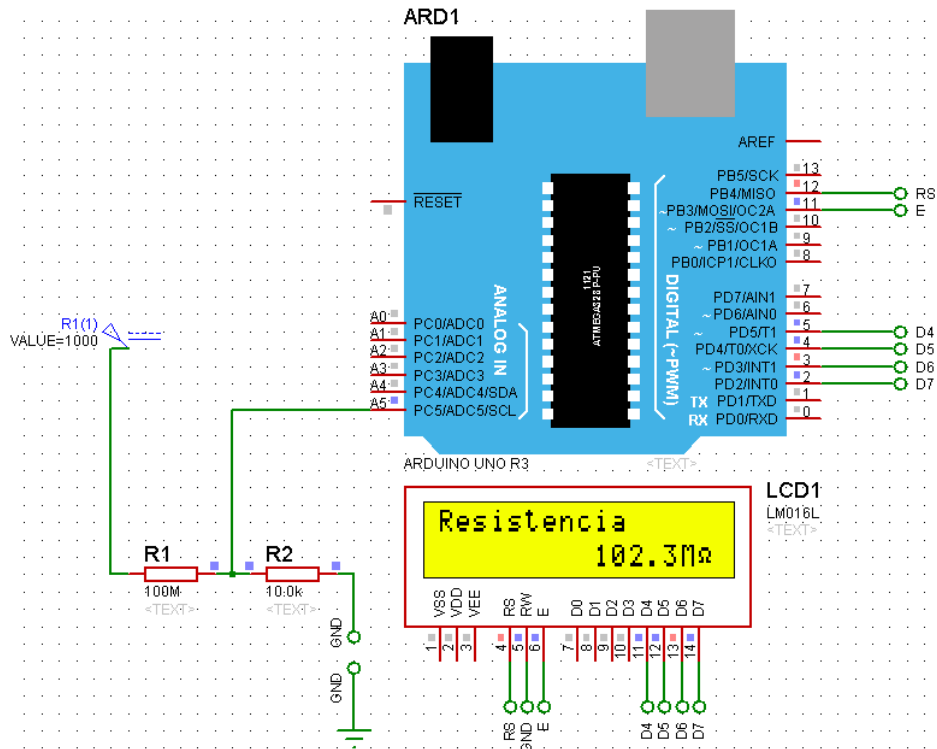


Figura 3.18. Resultado de la medición de resistencia de aislamiento en el programa de simulación.

Capítulo

4

Construcción y Resultados Experimentales.

En este capítulo se da detalle del proceso de construcción del medidor, a la vez que se exponen los resultados experimentales obtenidos en cada una de las etapas vistas en el diseño y análisis del proyecto.

4.1. Diseño del Circuito Impreso

Para el diseño de los circuitos PCB (Printed Circuit Board) se utilizó el software ARES de Proteus. Este programa es una herramienta flexible para diseñar los circuitos impresos, y a través de la herramienta ISIS del mismo software Proteus, poder editar los diagramas esquemáticos, trasladándolos casi de forma automática al diseño final del circuito impreso. La figura 4.1 muestra el entorno de trabajo de la herramienta ARES.

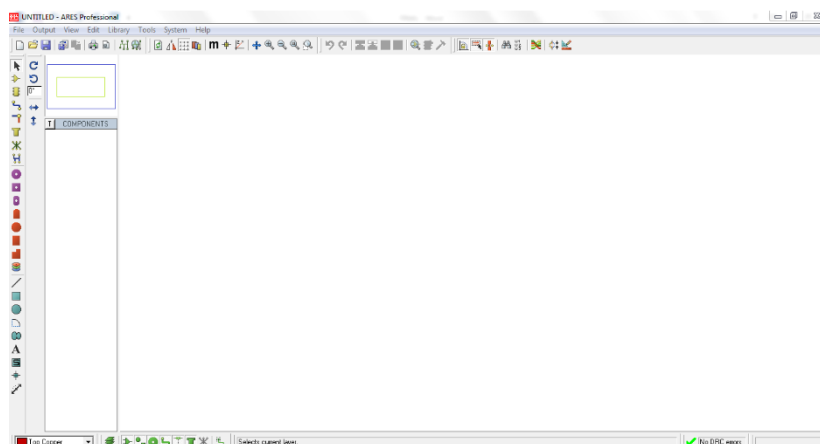


Figura 4.1. Entorno de trabajo del ARES para el desarrollo de diagramas esquemáticos.

4.2. Diseño de la Etapa del Convertidor Reductor de Conmutación

La herramienta ARES cuenta con diferentes librerías para poder crear circuitos. El esquemático de la etapa del convertidor reductor se muestra en la figura 4.2.

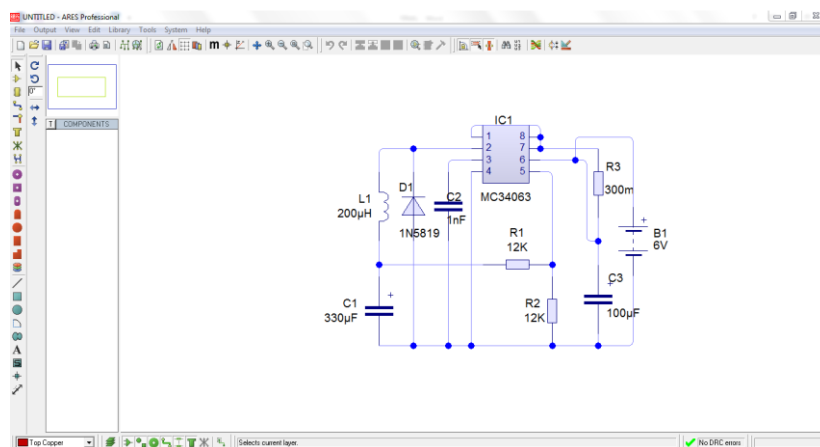


Figura 4.2. Diagrama esquemático del convertidor reductor de conmutación.

4.3. Diseño de la Etapa de la Fuente de Alimentación Flyback y el Multiplicador de Voltaje

Tanto la fuente de alimentación tipo Flyback como el multiplicador de voltaje se bosquejaron en un solo diagrama esquemático, mostrándose en la figura 4.3.

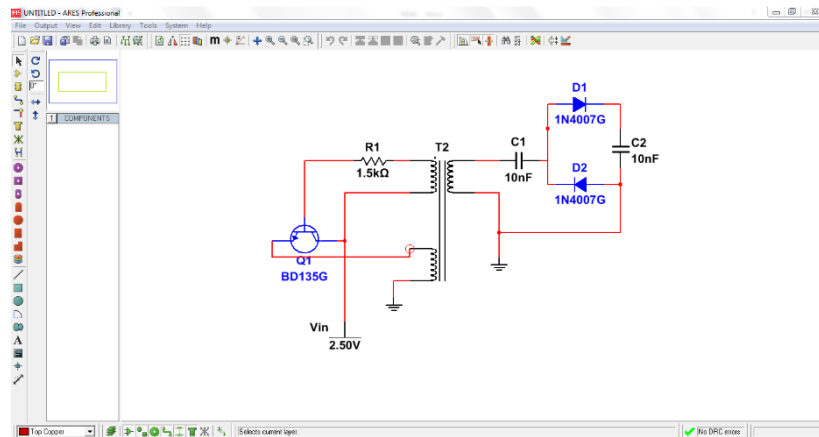


Figura 4.3. Diagrama esquemático de la fuente de alimentación Flyback y el multiplicador de voltaje.

La figura 4.4 muestra el diseño final en tarjeta de circuito impreso de las etapas del medidor de resistencia de aislamiento.

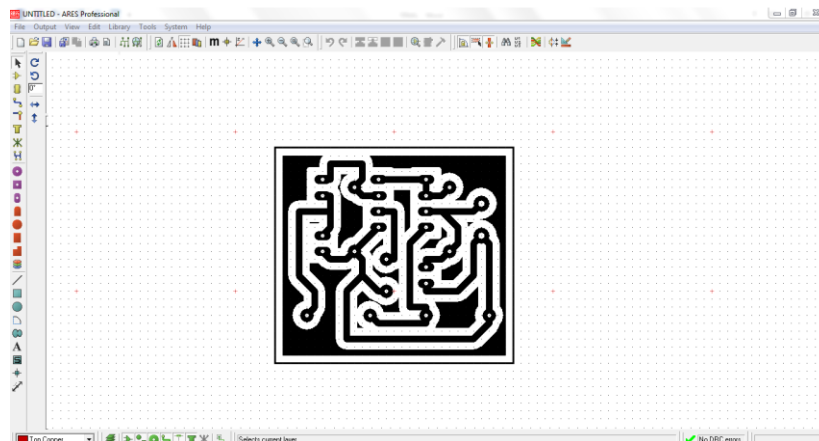


Figura 4.4. Diseño del circuito impreso del medidor de aislamiento.

4.4. Resultados Experimentales del Proyecto

Los resultados obtenidos de la construcción de cada una de las etapas del medidor de resistencia de aislamiento son presentados en esta sección.

El voltaje CD de entrada al medidor es de 6V, es decir, cuatro baterías AA (1.5 V cada una).

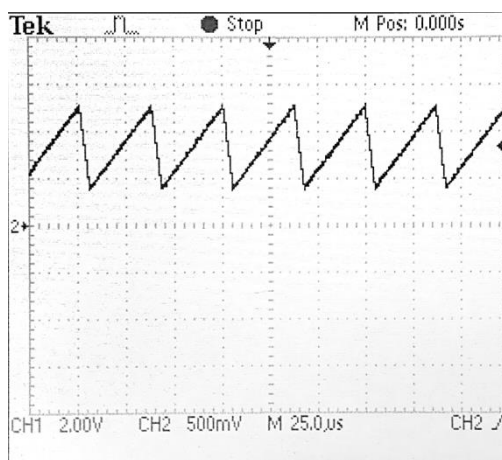


Figura 4.5. Señal a la salida del capacitor de temporización C_T en el convertidor reductor.

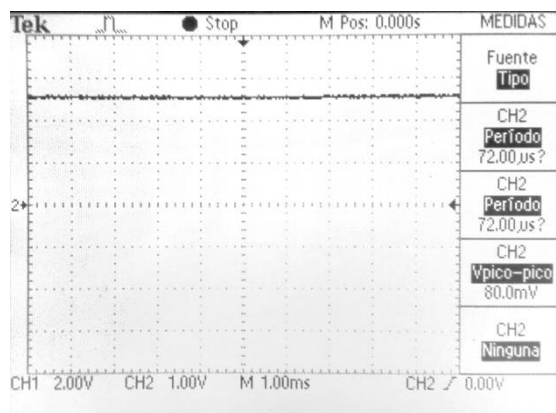


Figura 4.6. Señal de 2.5V a la salida del convertidor reductor y a la entrada de la fuente de alimentación tipo flyback.

Capítulo

5

Conclusiones.

En este capítulo se presenta una recapitulación del trabajo de tesis, así como las conclusiones que se obtuvieron.

5.1. Conclusiones

Este trabajo explica el diseño y construcción de un aparato de medición de resistencia de aislamiento que obtiene lecturas en megohms de diversos equipos eléctricos de baja y mediana tensión. Algunas contribuciones a lo largo del presente proyecto, en sus diversos capítulos, se presentan a continuación:

- En el primer capítulo se plantearon: justificación, objetivos, alcances y limitaciones, para el desarrollo del proyecto.
- En el segundo capítulo se abordaron algunos conceptos elementales, que se emplearon como fundamentos del proyecto de tesis.
- En el tercer capítulo se proporcionó una explicación detallada del análisis y diseño de las etapas que conforman el medidor de resistencia de aislamiento.
- En el cuarto capítulo se mostró la construcción de las etapas del proyecto y los resultados experimentales en algunas gráficas de osciloscopio que se obtuvieron.

Las conclusiones generales a las que se llegó son las siguientes:

- El medidor de resistencia de aislamientos está diseñado sólo para medir hasta 1000 M Ω .
- El medidor entrega en su fuente de alimentación hasta 1000 VCD.
- Con el integrado MC34063 se reducen notoriamente el número de componentes en el convertidor reductor.
- Para los objetivos planteados en el presente proyecto, el microcontrolador ATmega328P cumple su función para el despliegado de la lectura en LCD, sin embargo, para más precisión se requiere de un microcontrolador con al menos 10 bits de ADC.

Referencias

[1] James G. Biddel Co. “*Manual de instrucciones para el uso de los probadores de aislamiento Megger*”. Estados Unidos de América, 1947.

[2] Wolf, Smith. “*Guía para las mediciones electrónicas y prácticas de laboratorio*”. Segunda Edición, Prentice Hall, 1995.

[3] Megger Pruebas de Aislamiento. “*Más vale prevenir... La guía completa para pruebas de aislamiento eléctrico*”. Tercera edición, AVO International, 2000.

[4] Fong, Enrique G. “*Procedimiento para pruebas de resistencia de aislamiento en equipo eléctrico Megger*”. Comisión Federal de Electricidad, 1978.

[5] Mohan, Underland, Robbins. “*Electrónica de potencia, convertidores, aplicaciones y diseño*”. Tercera Edición, McGraw Hill, 2009.

[6] Rashid, Muhhamad H. “*Electrónica de circuitos, dispositivos y aplicaciones*”. Tercera Edición, Pearson Educación, 2004.