



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

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN DISPOSITIVO DE
INVERSIÓN DC/AC MONOFÁSICO ONDA CUADRADA A
PARTIR DE UN CONVERTIDOR DC/DC CON REGULACIÓN EN
LAZO CERRADO**

TRABAJO DE TITULACIÓN
TIPO: DISPOSITIVO TECNOLÓGICO

Presentado para optar al grado académico de:
**INGENIERO EN ELECTRÓNICA, CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES.**

AUTORES: CAICEDO ESTRADA JEAN CARLOS
VELÁSQUEZ CÁRDENAS JESSICA LIZETH
TUTOR: Ing. JESÚS ALBERTO RODRÍGUEZ FLORES. Ph.D.

Riobamba - Ecuador

2018

© 2018, **Jessica Lizeth Velásquez Cárdenas y Jean Carlos Caicedo Estrada**

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

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

El tribunal del trabajo de titulación certifica que: El trabajo de titulación: Diseño y Construcción de un dispositivo de inversión DC/AC monofásico onda cuadrada a partir de un convertidor DC/DC con regulación en lazo cerrado, de responsabilidad de los señores JEAN CARLOS CAICEDO ESTRADA y JESSICA LIZETH VELÁSQUEZ CÁRDENAS, ha sido minuciosamente revisado por los miembros del tribunal del trabajo de titulación, quedando autorizada su presentación.

NOMBRE	FIRMA	FECHA
Ing. Washington Gilberto Luna Encalada DECANO DE LA FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA.	_____	_____
Ing. Freddy Enrique Chávez Vásquez DIRECTOR DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES INDUSTRIALES.	_____	_____
Ing. Jesús Alberto Rodríguez Flores. Ph.D. DIRECTOR DE TRABAJO DE TITULACIÓN.	_____	_____
Ing. Fausto Ramiro Cabrera Aguayo. MIEMBRO DEL TRIBUNAL.	_____	_____

Nosotros **JESSICA LIZETH VELÁSQUEZ CÁRDENAS**, y **JEAN CARLOS CAICEDO ESTRADA** declaramos que el presente Trabajo de Titulación es de nuestra autoría y que los estudios, análisis y resultados del mismo son auténticos y originales.

Los textos constantes en el documento que provienen de otras fuentes están correctamente citados y referenciados.

Como autores, asumimos la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Trabajo de Titulación.

Jean Carlos Caicedo Estrada
080412914-6

Jessica Lizeth Velásquez Cárdenas
060418837-5

DEDICATORIA

Dedico este trabajo a mis padres Víctor Velásquez, y Nancy Cárdenas quienes han sido mi motor y apoyo incondicional en todo este tiempo, aconsejándome y acompañadme en todo el recorrido de mi carrera, a mis hermanas Adriana y Cristina quienes han sido mi ejemplo de superación a seguir, a mi hermano Diego quien ha estado apoyándome y animándome cada día. A mis abuelitos que han estado siempre a mi lado mostrando su amor y comprensión.

Jéssica Velásquez

Dedico este trabajo a mis padres Carlos y Patricia los cuales siempre han creído en mí, sin condición, me han apoyado en los buenos y malos momentos, siendo los mejores padres que he podido tener, cada día intentando ser un poco más como ellos.

Jean Carlos Caicedo

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a Dios por habernos permitido alcanzar el mayor logro de nuestra vida hasta ahora, a nuestros padres y familiares quienes han sido el apoyo fundamental para llegar hasta el final de esta etapa. Agradecemos a nuestro tutor PhD. Jesús Rodríguez quien nos ha brindado constante apoyo, y cuyos conocimientos nos ha guiado de la mejor manera para poder concluir el trabajo de titulación de la mejor manera. A la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, y a los docentes que han sido el pilar fundamental brindándonos su conocimiento, y enseñanzas de la mejor manera para lograr formarnos como profesionales.

Jessica y Jean

TABLA DE CONTENIDO

RESUMEN.....	xxi
SUMMARY	xxii
INTRODUCCIÓN	1
CAPITULO I	
1 MARCO TEÓRICO REFERENCIAL	6
1.1. Convertidores DC-DC	6
<i>1.1.1. Convertidor Reductor o convertidor Buck.</i>	<i>6</i>
<i>1.1.2. Convertidor Elevador o convertidor Boost.</i>	<i>7</i>
<i>1.1.3. Convertidor reductor-elevador.....</i>	<i>7</i>
<i>1.1.4. Convertidor Cuk.</i>	<i>8</i>
1.2. Fuentes de alimentación de corriente continua.	9
<i>1.2.1. Convertidor Flyback.....</i>	<i>9</i>
1.3. Modelos de transformadores para fuentes conmutadas.	13
<i>1.3.1. Tipos de Transformadores.</i>	<i>15</i>
<i>1.3.1.1. Transformadores Lineales.</i>	<i>15</i>
<i>1.3.1.2. Transformadores toroides.</i>	<i>15</i>
<i>1.3.1.3. Transformador de pulsos.</i>	<i>16</i>
<i>1.3.2. Permeabilidad magnética del material del núcleo.</i>	<i>16</i>
<i>1.3.2.1. Permeabilidad relativa.....</i>	<i>17</i>
<i>1.3.2.2. Relación Bobina, núcleo y permeabilidad.</i>	<i>17</i>
1.4 Campo Magnético en un solenoide.	17
1.5 Flujo magnético asociado a un campo magnético.	17
1.6 Ley de Faraday.....	18
1.7 Autoinducción e inductancia.....	19
1.8 Control de las fuentes de alimentación.....	20
<i>1.8.1 Control por voltaje.....</i>	<i>20</i>
<i>1.8.2 Control por corriente.....</i>	<i>21</i>
1.9 Sistemas de control.....	21
<i>1.9.1 Sistemas de primer orden.....</i>	<i>21</i>

1.9.2	Sistemas en lazo abierto.	21
1.9.3	Sistema en lazo cerrado.	22
1.9.4	Respuesta escalón.	22
1.9.5	Controlador.	23
1.9.5.1	<i> </i> Criterios para selección del controlador.	23
1.9.5.2	<i> </i> Controlador PI.	24
1.9.5.3	<i> </i> Circuito PI con opamps.	24
1.9.6	Windup y anti-windup.	25
1.9.6.1	<i> </i> Windup.	25
1.9.6.2	<i> </i> Anti windup.	26
1.9.7	Entonación de un controlador.	29
1.9.7.1	<i> </i> Reglas de Ziegler-Nichols.	29
1.9.7.1.1	<i> </i> Primer método de Ziegler and Nichols.	30
1.10	Inversor.	32
1.10.1	<i> </i> Inversores monofásicos de onda cuadrada.	32
1.11	Resistencia Shunt (derivador de corriente)	33
1.11.1	<i> </i> Calibración de la resistencia.	34
2.	MARCO METODOLÓGICO.	35
2.1	Introducción.	35
2.2	Convertidor DC/DC.	35
2.3	Convertidor Flyback.	37
2.3.1	<i> </i> Especificaciones del convertidor.	37
2.3.1.1	<i> </i> Frecuencia de trabajo.	38
2.3.1.2	<i> </i> Diseño del Transformador.	39
2.3.1.3	<i> </i> Dimensionamiento y selección del diodo.	43
2.3.1.4	<i> </i> Dimensionamiento y selección del elemento de conmutación.	44
2.3.1.5	<i> </i> Dimensionamiento y selección del capacitor.	44
2.3.2	<i> </i> Dimensionamiento de la resistencia Shunt para visualización de corriente.	45
2.3.3	<i> </i> Sistema Lazo abierto.	48

2.3.3.1	<i>El control de disparo (Driver).</i>	48
2.3.3.1.1	<i>Circuito de comparación.</i>	48
2.3.3.1.2	<i>Diente de sierra.</i>	48
2.3.3.1.3	<i>Circuito Referencia Manual.</i>	50
2.3.3.1.4	<i>Circuito de comparación y optoacoplamiento.</i>	52
2.3.4	<i>Sistema Lazo cerrado</i>	53
2.3.4.1	<i>Diseño de un circuito para la evaluaciones sistema y tiempos de operación.</i>	53
2.3.4.1.1	<i>Determinando el tiempo en alto mediante superposición.</i>	55
2.3.4.1.2	<i>Determinando el tiempo en bajo</i>	58
2.3.4.2	<i>Análisis de la curva de reacción.</i>	61
2.3.4.2.1	<i>Procesamiento de señales.</i>	62
2.3.4.3	<i>Selección del controlador.</i>	66
2.3.4.4	<i>Entonación del controlador.</i>	66
2.3.4.5	<i>Controlador PI con saturación.</i>	70
2.3.4.6	<i>Etapa de sensado.</i>	71
2.3.4.6.1	<i>Acondicionamiento de la señal de salida.</i>	71
2.3.4.7	<i>Circuito restador para el lazo cerrado.</i>	73
2.3.5	<i>Circuito de Protección sobre voltaje.</i>	74
2.3.5.1	<i>Etapa de comparación.</i>	74
2.3.5.2	<i>Etapa de protección enclavada.</i>	75
2.4	<i>Puente de Inversión.</i>	76
2.4.1	<i>Dimensionamiento y selección de los elementos de conmutación.</i>	78
2.4.2	<i>Programa del microcontrolador para control del puente H de inversión.</i>	78
2.4.2.1	<i>Programa del microcontrolador.</i>	78
2.4.2.2	<i>Algoritmo del programa para el control del puente H de inversión.</i>	80
2.4.2.3	<i>Proceso del programa.</i>	82
2.4.3	<i>Driver IR2110.</i>	85
2.4.4	<i>Circuito de Disparo y Aislamiento.</i>	86
2.4.5	<i>Circuito de Generador de Tensiones de Referencia.</i>	87

2.4.6	<i>Fuentes Auxiliares.</i>	89
2.5	Diagrama del Sistema Final.	90
3	DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.	91
3.1	Introducción.	91
3.2	Planta (Fuente Flyback).	91
3.2.1	<i>Propagación de error divisor de voltaje de medición de la fuente.</i>	92
3.2.2	<i>Propagación de error de la corriente en la resistencia shunt.</i>	93
3.2.3	<i>Señales de disparo de la fuente.</i>	93
3.2.4	<i>Batería y Elementos de conmutación.</i>	94
3.2.4.1	<i>Propagación del error en el divisor de voltaje del mosfet de conmutación de la fuente.</i>	95
3.2.5	<i>Corriente que pasa por la resistencia Shunt.</i>	96
3.2.6	<i>Potencias de Entrada en la fuente.</i>	96
3.2.7	<i>Potencias de Salidas en la fuente Flyback.</i>	97
3.2.8	<i>Evaluación del triángulo de potencias en la fuente Flyback.</i>	99
3.2.8.1	<i>Potencia en las inductancias del transformador.</i>	99
3.2.9	<i>Pérdidas en los elementos de conmutación.</i>	99
3.2.10	<i>Cálculo de la eficiencia de la fuente Flyback.</i>	100
3.2.11	<i>Cálculo experimental de la relación de transformación en el transformador.</i>	100
3.2.12	<i>Rizo de tensión de salida en la fuente Flyback de los valores DC.</i>	101
3.2.13	<i>Pruebas del controlador.</i>	103
3.2.13.1	<i>Respuesta Transitoria.</i>	105
3.3	Puente de inversión.	110
3.4	Análisis de costos del dispositivo de inversión.	111
	CONCLUSIONES.	113
	RECOMENDACIONES.	114
	BIBLIOGRAFÍA	
	ANEXOS	

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Regla de sintonía de Ziegler-Nichols.	30
Tabla 2-1: Características de las constantes del controlador PID.	31
Tabla 3-1: Combinación de los interruptores del puente de inversión.	33
Tabla 1-2: Especificaciones de diseño para el convertidor Flyback.	37
Tabla 2-2: Tabla de AWG según el amperaje.	42
Tabla 3-2: Valores de corriente y tensión obtenidos en el experimento.	45
Tabla 4-2: Valores de corriente y tensión obtenidos en el experimento.	47
Tabla 5-2: Especificaciones Diente de Sierra.	48
Tabla 6-2: Especificaciones Referencia Manual.	51
Tabla 7-2: Ajustes finos del controlador.	68
Tabla 8-2: Parámetros de la curva de reacción.	69
Tabla 9-2: Tensiones de entrada vs Vdd recomendado.	86
Tabla 10-2: Parámetros iniciales Transformador.	89
Tabla 1-3: Tensiones vistas en la batería.	95
Tabla 2-3: Tensiones vistas en la batería.	96
Tabla 3-3: Tensiones y Corrientes en los elementos de salida.	98
Tabla 4-3: Potencias calculadas para los elementos de salida.	99
Tabla 5-3: Tensiones promedio máximas y mínimas de salida.	101
Tabla 6-3: Valor del controlador para diferentes cargas.	103
Tabla 7-3: Consideraciones de la Respuesta Transitoria.	106
Tabla 8-3: Costos del dispositivo de inversión.	112

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: Etapas de un convertidor de corriente continua.	6
Figura 2-1: Configuración de la Fuente reductora.	7
Figura 3-1: Configuración de la Fuente Elevadora.	7
Figura 4-1: Configuración de la Fuente reductora/elevadora.	8
Figura 5-1: Configuración de la Fuente Cuk.	8
Figura 6-1: Configuración de la fuente Flyback.	9
Figura 7-1: Funcionamiento de la flyback cuando interruptor está cerrado.	10
Figura 8-1: Funcionamiento de la flyback cuando interruptor está abierto.	11
Figura 9-1: Formas de onda de corriente y tensión del convertidor.	13
Figura 10-1: Representación típica de un transformador.	14
Figura 11-1: Transformador con inductancia magnetizante.	14
Figura 12-1: Transformador de chapas en “E” e “I”	15
Figura 13-1: Transformador toroidal.	16
Figura 14-1: Diagrama de bloques de un sistema de primer orden.	21
Figura 15-1: Sistema en lazo abierto.	22
Figura 16-1: Diagrama de bloques sistema en lazo cerrado.	22
Figura 17-1: Circuito controlador PI.	24
Figura 18-1: Inversor de tensión con limitación de Amplitud.	26
Figura 19-1: Curva de reacción en forma de s.	30
Figura 20-1: Esquema del puente de inversión monofásico.	33
Figura 1-2: Diagrama de bloques general para el sistema de inversión.	35
Figura 2-2: Convertidor Elevador.	36
Figura 3-2: Convertidor tipo T.	36
Figura 4-2: Convertidor Flyback.	37
Figura 5-2: Ondas de tensión, circuito RL sin núcleo.	40
Figura 6-2: Ondas de tensión, circuito RL con núcleo.	40
Figura 7-2: Circuito generador Diente de cierra.	50
Figura 8-2: Circuito referencia manual con limitación de amplitud.	51
Figura 9-2: Circuito de comparación y disparo optoacoplado.	52
Figura 10-2: Sistema en Lazo abierto.	53
Figura 11-2: Funcionamiento deseado del sistema ante el tren de pulsos del evaluador del sistema.	54
Figura 12-2: Oscilador estable %50 duty cycle.	54
Figura 13-2: a) circuito para el Th del Oscilador. b) circuito equivalente para el análisis de Th.	55
Figura 14-2: Diagrama de bloques del voltaje del capacitor.	55

Figura 15-2: a) circuito para el TL del Oscilador. b) circuito equivalente para el análisis de TL.	58
Figura 16-2: Diagrama de bloques del voltaje del capacitor para TL.	58
Figura 17-2: Oscilador de evaluación del controlador.	61
Figura 18-2: Curva de reacción de la planta.	61
Figura 19-2: Curva de reacción para los registros.	62
Figura 20-2: Escalón de entrada para el sistema, canal 2 filtrado.	62
Figura 21-2: Curva de reacción sin y con filtro.	63
Figura 22-2: Derivada de la curva de reacción.	63
Figura 23-2: Estructura del comando para ingresar retardos.	65
Figura 24-2: Sistema en lazo cerrado simplificado.	66
Figura 25-2: Respuesta de la planta con el controlador.	67
Figura 26-2: Respuesta de la planta con el controlador final.	69
Figura 27-2: Circuito controlador PI.	69
Figura 28-2: Circuito PI con saturación.	70
Figura 29-2: Circuito de medición de V_c .	72
Figura 30-2: Circuito restador para el lazo cerrado.	73
Figura 31-2: Circuito de comparador transistorizado.	74
Figura 32-2: Circuito de enclavamiento para la protección.	75
Figura 33-2: Puente de Inversión.	76
Figura 34-3: Forma de onda de tensión del puente de inversión.	76
Figura 35-2: Ondas de las salidas P1 y P2 del microcontrolador para el control de inversión.	78
Figura 36-2: Estados de Funcionamiento del microcontrolador.	79
Figura 37-2: Grafo Funcional de Control por Etapas y Transiciones del funcionamiento del control de inversión.	80
Figura 38-2: Algoritmo de programación para el microcontrolador.	81
Figura 39-2: Esquema de programación del bucle while.	83
Figura 40-2: Topología típica para Mosfet en lado alto con IR2110.	85
Figura 41-2: Topología de disparo y aislamiento para el puente de inversión.	87
Figura 42-2: Circuito Tensiones de Referencia +9 y -9 voltios.	88
Figura 43-2: Esquema Fuentes Auxiliares.	90
Figura 44-2: Esquema del control del sistema.	90
Figura 1-3: Señales de disparo para 15W y diente de sierra.	94
Figura 2-3: Disparo del Gate.	94
Figura 3-3: Tensión de la batería y tensión en los mosfet de conmutación de la Flyback.	95
Figura 4-5: Forma de voltaje en la resistencia shunt.	96

Figura 5-3: Formas de onda Capacitor y Shunt en serie.....	98
Figura 6-3: Formas de onda de Carga 15w y shunt en serie.....	98
Figura 7-3: Rizo de salida 0W.....	101
Figura 8-3: Formas de onda de tensión y rizo de salida 15W.....	102
Figura 9-3: Rizo de salida 40W.....	102
Figura 10-3: Disparo para la fuente al vacío.....	104
Figura 11-3: Disparo para la fuente para 40W.....	104
Figura 12-3: Disparo para la fuente para 15W.....	104
Figura 13-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador sin carga.....	105
Figura 14-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador con carga de 15W.....	106
Figura 15-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador sin carga de 40W.....	106
Figura 16-3: Formas de onda salidas del microcontrolador.....	110
Figura 17-3: Tensión invertida a 60Hz para 15w.....	111
Figura 18-3: Tensión invertida a 60Hz para 40w.....	111

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1-3: Relación Carga vs %Rizo.....	103
Gráfico 2-3: Relación Carga duty cycle del PWM.	105
Gráfico 3-3: Relación carga vs tiempo de retardo, tiempo de crecimiento, tiempo pico.....	108
Gráfico 4-3: Relación carga vs tiempo de establecimiento.....	109
Gráfico 5-3: Relación carga vs sobrepaso.....	109

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

ζ :	Chi para el sistema de segundo orden.
L :	Inductor.
$G(s)$:	Función de transferencia de la plata.
Z-N :	Ziegler-Nichols.
V_o :	Voltaje de salida.
SWon :	Interruptor en estado cerrado.
SWoff :	Interruptor en estado abierto.
R :	Resistencia.
PWM :	Modulación por ancho de pulso.
PID :	Controlador proporcional integral derivativa.
PI :	Controlador proporcional integral.
Fem :	Fuerza electromotriz.
D :	Ciclo de trabajo.
η :	Eficiencia de la fuente.
Δi_{L_m} :	Variación de la corriente magnetizante.
ΔV_o :	Variación del voltaje de salida.
μ_0 :	Permeabilidad en el vacío.
μ_r :	Permeabilidad relativa.
t_{ss} :	Tiempo de establecimiento del sistema.
t_p :	Tiempo pico.
m_p :	Sobrepaso máximo.
i_c :	Corriente del capacitor.
i_R :	Corriente en la resistencia de carga.
i_D :	Corriente en el Diodo.
i_{L_m*min} :	Corriente mínima en la inductancia magnetizante.
i_{L_m*max} :	Corriente máxima en la inductancia magnetizante.
i_{L_m} :	Corriente de la inductancia magnetizante
W_n :	Pulsación angular o natural no amortiguada.
V_{sw} :	Voltaje en el interruptor (Mosfet)
V_s :	Voltaje de entrada.
V_{orms} :	Voltaje RMS en la carga
T_i :	Tiempo integral.
S_s :	Potencia aparente de la fuente.
Q_s :	Potencia reactiva de la fuente.

Q_{LT} :	Potencia reactiva en las inductancias del transformador.
P_{sw} :	Potencia en el interruptor (Mosfet)
P_s :	Potencia de entrada.
P_o :	Potencia de salida
N_2 :	Número de vueltas del bobinado secundario del transformador.
N_1 :	Número de vueltas del bobinado primario del transformador.
L_m :	Inductancia magnetizante.
K_p :	Constante de ganancia proporcional.
I_{Drms} :	Corriente RMS en el diodo.
$G_c(s)$:	Función de transferencia del controlador.
$(L_m)_{min}$:	Inductancia magnetizante mínima.

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1-1: Variación de la inductancia magnetizante.	10
Ecuación 2-1: Voltaje en el bobinado primario del transformador.	11
Ecuación 3-1: Variación de la corriente en la inductancia magnetizante cuando el interruptor está cerrado.	11
Ecuación 4-1: Relación de voltaje de la fuente Flyback.	11
Ecuación 5-1: Corriente del diodo cuando el interruptor está abierto.	11
Ecuación 6-1: Voltaje en el interruptor cuando el interruptor está abierto.	12
Ecuación 7-1: Corriente en la carga cuando el interruptor está abierto.	12
Ecuación 8-1: Corriente en el capacitor cuando el interruptor está abierto.	12
Ecuación 9-1: Corriente en la inductancia magnetizante.	12
Ecuación 10-1: Corriente media en la bobina.	12
Ecuación 11-1: Corriente máxima en la bobina.	12
Ecuación 12-1: Corriente mínima en la bobina.	12
Ecuación 13-1: Inductancia magnetizante mínima que permita que la corriente sea permanente.	13
Ecuación 14-1: Rizado en la tensión de salida del convertidor.	13
Ecuación 15-1: Relación de transformación en un transformador.	14
Ecuación 16-1: Permeabilidad relativa.	17
Ecuación 17-1: Campo magnético de un solenoide.	17
Ecuación 18-1: Flujo magnético producto de un campo magnético.	18
Ecuación 19-1: Flujo magnético en términos del ángulo θ	18
Ecuación 20-1: Flujo magnético máximo producto de un campo magnético.	18
Ecuación 21-1: Ley de inducción de Faraday para una espira.	18
Ecuación 22-1: Ley de inducción de Faraday para una bobina de N espiras.	18
Ecuación 23-1: Ley de inducción de Faraday considerando el campo magnético.	19
Ecuación 24-1: Ley de inducción de Faraday considerando la corriente I	19
Ecuación 25-1: Ley de inducción de Faraday para una bobina de N espiras.	19
Ecuación 26-1: Inductancia de una bobina de N vueltas.	19
Ecuación 27-1: Inductancia de una bobina de N vueltas tomando en cuenta la permeabilidad del solenoide.	20
Ecuación 28-1: Función de transferencia de un sistema de primer orden.	21
Ecuación 29-1: Respuesta de un sistema de primer orden ante la entrada de un escalón unitario.	23
Ecuación 30-1: Transformada inversa de la respuesta a un escalón unitario.	23
Ecuación 31-1: Controlador proporcional integral.	24
Ecuación 32-1: Función de transferencia de un controlador proporcional integral.	24

Ecuación 33-1: Ganancia proporcional en función de las resistencias R_1, R_2	25
Ecuación 34-1: Tiempo integral en función de las resistencias R_2 y C	25
Ecuación 35-1: Ganancia del amplificador limitado.....	26
Ecuación 36-1: Tensiones de los puntos V_A	27
Ecuación 37-1: Tensiones de los puntos V_B	27
Ecuación 38-1: Ganancias del amplificador.....	27
Ecuación 39-1: Resistencia R_{v3} para saturación positiva.....	27
Ecuación 40-1: Resistencia R_{v2} para saturación negativa.....	28
Ecuación 41-1: Función de transferencia de sistema de primer orden con retraso.....	31
Ecuación 42-1: Controlador PI.....	31
Ecuación 43-1: Voltaje rms de la carga del inversor.....	33
Ecuación 1-2: Corriente RMS del diodo en la fuente Flyback.....	43
Ecuación 2-2: Voltaje del diodo de la fuente Flyback.....	43
Ecuación 3-2: Corriente RMS del interruptor.....	44
Ecuación 4-2: Relación de corriente y voltaje en la medición de la Shunt.....	48
Ecuación 5-2: corriente en el Capacitor C_2 para tiempo en alto.....	55
Ecuación 6-2: Voltaje del capacitor para la fuente de alimentación.....	56
Ecuación 7-2: Voltaje del capacitor para la tensión del diodo.....	56
Ecuación 8-2: Voltaje del capacitor para la condición inicial $1/3$ de la fuente de alimentación.	57
Ecuación 9-2: Voltaje del capacitor.....	57
Ecuación 10-2: Tiempo en alto del circuito de oscilación.....	57
Ecuación 11-2: Corriente del circuito TL.....	58
Ecuación 12-2: Voltaje del capacitor para el análisis del tiempo en bajo.....	58
Ecuación 13-2: Tiempo en bajo del oscilador.....	59
Ecuación 14-2: Igualdad de tiempo en alto y bajo.....	59
Ecuación 15-2: Relación de proporcionalidad de la resistencia de carga y descarga.....	59
Ecuación 16-2: Tiempo del punto de inflexión.....	64
Ecuación 17-2: Voltaje en el que se produce el punto de inflexión.....	64
Ecuación 18-2: Derivada del voltaje en el que se produce el punto de inflexión.....	64
Ecuación 19-2: Ecuación de la recta tangente al punto de inflexión.....	64
Ecuación 20-2: Parámetro a de la curva de reacción de la planta.....	64
Ecuación 21-2: Parámetro L de la curva de reacción de la planta.....	64
Ecuación 22-2: Parámetro K de la curva de reacción de la planta.....	65
Ecuación 23-2: Parámetro T de la curva de reacción de la planta.....	65
Ecuación 24-2: Función de transferencia de la planta.....	65

Ecuación 25-2: Función de transferencia del controlador.....	66
Ecuación 26-2: Función de transferencia del sistema simplificada.	67
Ecuación 27-2: Resistencia R2 del controlador PI.....	70
Ecuación 28-2: Resistencia R1 del controlador PI.....	70
Ecuación 29-2: $R1n$ para saturación del límite negativo.	71
Ecuación 30-2: $R1p$ para saturación del límite positivo.	71
Ecuación 31-2: R1 para el divisor de voltaje.	72
Ecuación 32-2: Req para el divisor de voltaje.	72
Ecuación 33-2: $R9s$ para la ganancia del medidor.....	73
Ecuación 34-2: Ra , Rb para la referencia del controlador.....	73
Ecuación 35-2: Voltaje del amplificador restador.	74
Ecuación 36-2: Voltaje rms en la carga.	77
Ecuación 37-2: Corriente rms en la carga.....	77
Ecuación 38-2: Duración del ciclo de reloj según el oscilador externo.	84
Ecuación 39-2: Duración del ciclo de instrucción según el oscilador externo.....	84
Ecuación 40-2: Limite del contador 1 para el tiempo E.....	85
Ecuación 41-2: Limite del contador 1 para el tiempo en alto de P1 oP2.	85
Ecuación 42-2: Corriente en el diodo del 4n25 para el optoacoplamiento.	87
Ecuación 43-2: Voltaje en el divisor para el disparo de IN1 o IN2en el driver ir2010.....	87
Ecuación 44-2: Resistencia para la ganancia de -9v.	89
Ecuación 1-3: Error para.....	92
Ecuación 2-3: Error en resistencias en paralelo.	92
Ecuación 3-3: Error en resistencias en serie.	92
Ecuación 4-3: Voltaje de R de medición.	93
Ecuación 5-3: Propagación de error en la medición del voltaje de medidas independientes.....	93
Ecuación 6-3: Potencia instantánea entregada por la fuente.....	97
Ecuación 7-3: Potencia aparente entregada por la fuente.	97
Ecuación 8-3: Potencia reactiva entregada por la fuente.	97
Ecuación 9-3: Potencia reactiva de la fuente.	99
Ecuación 10-3: Potencia activa de la fuente	99
Ecuación 11-3: Eficiencia de la fuente.....	100
Ecuación 12-3: Función de transferencia del análisis del primer armónico.	107
Ecuación 13-3: Wn del sistema.	107
Ecuación 14-3: Chi para el sistema.....	107
Ecuación 15-3: Sobrepasso del sistema.	107
Ecuación 16-3: Tiempo de establecimiento del sistema.	108
Ecuación 17-3: Tiempo pico del sistema.	108

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexo A: Datasheet Diodo FR207.

Anexo B: Datasheet Mosfet IRFZ48N.

Anexo C: Datasheet Mosfet IRF740.

Anexo D: Datasheet IR2110.

Anexo E: Circuitos impresos de la fuente.

Anexo F: Circuitos impresos para el inversor.

Anexo G: Datasheet pic16F87A.

Anexo H: Circuito final del inversor.

Anexo I: Diseño del controlador.

Anexo J: Programa del microcontrolador.

Anexo K: Analisis de Potencias.

Anexo L: Imágenes del módulo.

Anexo M: Manual de funcionamiento.

RESUMEN

Se desarrolló un dispositivo el cual muestra el comportamiento y funcionamiento de un inversor de corriente directa a corriente continua (DC/AC), donde se aprecia su etapa de elevación de tensión mediante una fuente conmutada Flyback DC/DC regulada con un controlador en lazo cerrado, este control hace que la tensión de salida alcance un valor deseado para garantizar, en la etapa de inversión, el valor de tensión nominal RMS; dicho dispositivo está orientado para fines didácticos y de aprendizaje de la asignatura de Electrónica de Potencia. La fuente Flyback utiliza, por razones de elevación de la permeabilidad magnética, un transformador con núcleo de acero al silicio, el cual fue seleccionado con base al análisis experimental de la frecuencia de máxima transferencia de energía y la frecuencia de conmutación de los elementos disponibles en el mercado ecuatoriano. El controlador se basó en el método de Ziegler&Nichols, con el estudio de la curva de reacción, la cual se evaluó con un tren de pulsos para obtener un resultado estadístico y cuya adecuación electrónica se incorporó dentro del estudio, obteniéndose un modelo de primer orden más tiempo muerto, utilizado como punto de partida para un estudio computacional basado en el criterio integral del error que permitiese hacer una optimización de tiempos integrales y valores proporcionales del controlador. La etapa de inversión se realizó con un puente H de mosfets con control de fase microcontrolado, lo que garantiza la conmutación sin solapamiento de los elementos de potencia. Analíticamente se logró comprobar que tanto el sobrepaso como el tiempo de establecimiento de la tensión de salida son directamente proporcionales a la carga conectada. Para evitar fallas eléctricas en el sistema se recomienda no conectar cargas que requieran mayor potencia que la de diseño, debido al incremento en el consumo de la corriente, provocándose calentamiento y averías en los elementos de conmutación.

Palabras clave: <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <INGENIERÍA Y TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA>, <CONVERSIÓN DE CORRIENTE ELÉCTRICA>, <REGULACIÓN EN LAZO CERRADO>, <INVERSIÓN DC/AC>, <CONTROL DE FASE MICROCONTROLADO>, <PROTECCIÓN CONTRA VOLTAJE>, <CURVA DE REACCIÓN>.

SUMMARY

A device was developed which shows from DC to direct current inverter behavior and operation (DC/AC) where its stage of stress elevation is appreciated through a switched font flyback DC/DC regulated with a closed loop controller, this control makes the output voltage reach a desired value to guarantee, in the investment stage, the nominal voltage value RMS; this device is oriented for didactic and learning purposes in power electronics subject. The flyback source uses, by magnetic permeability elevation reasons, a silicon steel core transformer, which was selected based on the energy transfer maximum sequence and the commutation frequency of available elements in the Ecuadorian market experimental analysis. The controller was based on the Ziegler & Nichols method, with the reaction curve study, which was evaluated with a pulses train in order to obtain a statistical result and whose electronic adaptation was incorporated into the study, obtaining a first-order model plus delay, using as a starting point to a computational study based on the error integral criterion that would allow do an integral times optimization and controller proportional values. The investment stage was carried out with a mosfets H bridge with microcontroller phase control, which guarantees the power elements switching without overlapping. Analytically it was possible to verify that both the overshoot and the output voltage establishment time are directly proportional. To avoid electrical failures in the system it is recommended no to connect loads that require more power than the design, due to the increase in current consumption, causing heating and breakdowns in the switching

Keywords: < TECHNOLOGY AND ENGINEERING SCIENCE>, < ENGINEERING AND ELECTRONIC TECHNOLOGY>, <ELECTRICAL CURRENT CONVERSION>, <CLOSED LOOP REGULATION>, <DC / AC INVERSION>, <MICROCONTROLLED PHASE CONTROL>, < VOLTAGE PROTECTION >, <REACTION CURVE>.

INTRODUCCIÓN

Los inversores son convertidores DC/AC, dispositivos que permiten convertir la corriente continua en corriente alterna, en términos más apropiados los inversores son dispositivos que se encargan de transferir potencia desde una fuente de corriente continua a una carga que funciona con corriente de alterna, y en el cual su voltaje de salida puede variar en magnitud y frecuencia dependiendo de las necesidades. Existen dos formas de controlar el voltaje de salida de un inversor, una de ellas es variando el voltaje de entrada DC al inversor conformado por el puente de inversión y otra es manteniendo la entrada dc constante y variando la ganancia del inversor, da por medio de las conmutaciones en el puente de inversión, generalmente controlada por modulación de ancho de pulso. Para poder mantener un voltaje constante es necesario aplicar el método de regulación en lazo cerrado; el cual permitirá una regulación del voltaje DC en la entrada del puente de inversión. Para aplicaciones de baja potencia los inversores pueden ser de onda cuadrada o de onda casi cuadrada. (Rashid, 2004, p. 226)

El inversor a desarrollarse cuenta con una fuente DC/DC, la cual permite elevar el voltaje a partir de una fuente DC, un controlador en lazo cerrado en el mismo y un puente de inversión; el dispositivo contará con puntos de medición y lectura tanto de señales que intervienen como de los valores de voltajes y corrientes.

ANTECEDENTES

Los Inversores son dispositivos que se encargan de convertir la corriente directa en corriente alterna simétrica con especificaciones de amplitud y frecuencia según la necesidad.

El primer inversor conocido como inversor rotativo consistió en un motor de corriente directa con una velocidad adecuada para hacer girar a un generador de alterna y obtener el corriente alterna a una frecuencia deseada. Con el pasar de los años y debido a las diferentes necesidades aparece el vibrador electromagnético los cuales poseían contactos que conmutaban varias veces por segundo transformando corriente DC a AC. En los últimos años con la aparición de los semiconductores ya no eran necesarios más los vibradores, de esta manera apareciendo los inversores transistorizados.(López, 2016)

Uno de los inversores más básicos está constituido por un oscilador el cual controla el encendido y apagado de un transistor, cumpliendo la función de interrumpir la corriente entrante para generar la onda cuadrada la misma que alimenta un transformador que suaviza su forma llevándola a una onda similar a la sinusoidal y produciendo el voltaje de salida necesario.(Ruiz y Díaz , 2015: p.170)

Los inversores DC/AC son los principales dispositivos utilizados para garantizar la alimentación y por ende el funcionamiento de dispositivos eléctricos que funcione a partir de corriente alterna (AC), cuando no se tiene acceso a la red eléctrica de forma continua para su alimentación, cuando se debe asegurar la alimentación ininterrumpida de energía sin riesgos de corte del suministro SAI (sistema de alimentación ininterrumpida) ó UPS por sus siglas en inglés, cuando se elige prescindir de esta y sustituirla por fuentes de energía alternativa.

Existen trabajos de investigación similares que se han llevado a cabo dentro del país y en los que difieren métodos de análisis, diseño y construcción pero cuya idea fundamental es la de optimizar el funcionamiento de los inversores DC/AC. A continuación se señalan algunos.

Llerena Barragán Mario Patricio y Menéndez Velásquez Jorge Eduardo en 2015 realizaron su tesis de grado titulada “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR DE CONEXIÓN A LA RED (GRID-TIE INVERTER) PARA PANELES FOTOVOLTAICOS”, su trabajo se basó en el diseño de un inversor monofásico de conexión a la red (Grid-Tie Inverter), el cual se acopla a la red eléctrica, proveyendo potencia a las cargas conectadas y los excesos de energía, en caso de haberlos, alimentan a la red eléctrica.(Llerena y Menéndez , 2015)

Chauca Llusca Franklin Vinicio y Fausto Javier Llerena Rengel en 2013 realizaron su tesis de grado titulada “DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR MONOFÁSICO MULTINIVEL”, su trabajo se basó en el diseño de un inversor dc-ac monofásico de 81 niveles, 4 etapas y una fuente de alimentación con el fin de conseguir disminuir el contenido armónico y minimizar las pérdidas por conmutación.(Chauca y Llerena, 2013)

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Como consecuencia de la falta de equipos para la realización de prácticas de Electrónica de Potencia dentro de la Escuela de Electrónica en Control y Redes Industriales se planteó una interrogante, que engloba la problemática por la cual se realiza la investigación, cuestionando lo siguiente:

¿Es posible diseñar y construir un dispositivo de inversión DC/AC monofásico onda cuadrada a partir de un convertidor DC/DC con regulación en lazo cerrado?

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

Con esto se desglosan sub-preguntas del cuestionamiento general de la problemática, que se mencionan a continuación:

- ¿El diseño de la topología circuital del inversor DC/AC permitirá generar energía alterna a partir de una fuente de energía continua?
- ¿El diseño de una topología circuital de regulación garantizará el intervalo de operación entre la máxima y la mínima potencia contemplando incluso su operación en vacío?
- ¿Es posible determinar la frecuencia de conmutación en la etapa de elevación de tensión DC más adecuada para garantizar el voltaje deseado?
- ¿Un programa de control para la conmutación del puente de inversión permitirá obtener una onda de tensión cuadrada simétrica a la salida del inversor?
- ¿Se puede construir un dispositivo de inversión DC/AC monofásico en el cual se pueda medir las señales generadas en el sistema?
- ¿A través de la conexión de cargas con distintos valores potencia, es factible verificar el funcionamiento del dispositivo de inversión a su salida y en la regulación de la etapa de conversión DC/DC?

JUSTIFICACIÓN

Justificación Teórica

El uso de inversores DC/AC en sistemas de alimentación ininterrumpida, en sistemas fotovoltaicos para el uso de energía solar, como fuente de energía portátil, y demás aplicaciones hacen que su eficiencia sea un parámetro decisivo para su uso.

El voltaje de salida de un inversor se puede controlar variando el índice de modulación (o los anchos de pulso) y manteniendo constante el voltaje de entrada de cd; sin embargo, en esta clase de control de voltaje podría estar presente un intervalo de armónicas en el voltaje de salida. Otra forma para controlar el voltaje de salida es mantener fijos los anchos de pulso, para eliminar o reducir ciertas armónicas, y el voltaje de salida se puede controlar variando el valor del voltaje de entrada de cd.(Rashid, 2004, p.226)

En la actualidad gracias al desarrollo tecnológico y el fácil acceso de electrónica hace posible la construcción de un dispositivo de inversión a partir de un voltaje dc en este caso una batería, que logre ser conectada a una carga y monitorizar su desempeño

Uno de los objetivos del Plan Nacional del Buen Vivir en el Ecuador habla sobre el fortalecimiento del conocimiento, promoviendo la investigación científica y tecnológica responsable. (Objetivo 4. Fortalecer las capacidades y potencialidades de la ciudadanía). («Inicio - Plan Nacional 2013 - 2017» [sin fecha]), parámetros en los que se enmarca este anteproyecto de trabajo de titulación.

Justificación Aplicativa

Con la implementación del proyecto propuesto se pretende colaborar con el conocimiento técnico y mejorar el aprendizaje de los estudiantes de electrónica de potencia en la Facultad de Informática y Electrónica.

El dispositivo que se va a diseñar y construir aportará de manera significativa al estudio del comportamiento de convertidores estáticos e inversores, permitiendo su análisis y estudio.

El presente trabajo de titulación también busca mostrar el funcionamiento de un sistema de inversión DC/AC mediante el diseño, construcción y posterior puesta en marcha del dispositivo

a través de un módulo de prueba, del cual se podrá medir sus señales de tensión y corriente en puntos de prueba.

OBJETIVOS

Objetivo General

Diseñar y Construir un dispositivo de inversión DC/AC monofásico de onda cuadrada a partir de un convertidor DC/DC con regulación en lazo cerrado.

Objetivos Específicos

- Diseñar la topología circuital del sistema de inversión DC/AC partiendo de una fuente de energía continua.
- Determinar la frecuencia de conmutación para la etapa de elevación en el sistema de inversión para garantizar el voltaje deseado.
- Diseñar la topología circuital de regulación que garantice el intervalo de operación entre la máxima y la mínima potencia contemplando incluso su operación en vacío.
- Desarrollar el programa para el control de conmutación del puente de inversión que permita obtener una onda de tensión cuadrada simétrica a la salida del inversor.
- Construir un dispositivo de inversión DC/AC monofásico que en el cual se pueda medir las señales generadas en el sistema.
- Verificar el funcionamiento del dispositivo de inversión y la regulación de la etapa de conversión DC/DC a través de la conexión de distintas cargas con distintos valores de potencia a la salida.

CAPÍTULO I

1 MARCO TEÓRICO REFERENCIAL

1.1. Convertidores DC-DC

Los convertidores conmutados de corriente continua son circuitos de potencia que se encargan de convertir una tensión continua de entrada en otro nivel de tensión continua sea este más bajo o más alto y así también como regularla.

En un convertidor conmutado el semiconductor controlado funciona como un interruptor electrónico, con el cual se controla el nivel de tensión de salida. Los convertidores DC/DC son utilizados en las industrias como parte de fuentes de alimentación DC regulada y acondicionamiento de motores DC. Generalmente la regulación se hace mediante PWM a determinada frecuencia y a un determinado duty cycle (ciclo de trabajo), este PWM activa y desactiva al dispositivo de conmutación que es un semiconductor el cual permite el paso y la obstrucción de corriente, generalmente se usan BJT, MosFet o IGBT.

En la mayoría de los casos la tensión de entrada proviene de una rectificación de la tensión de red la misma que es filtrada para obtener un nivel DC o de una batería, la etapa de la salida proporciona energía a la carga la cual puede ser resistiva o inductiva. (Pozo, 2012 p.213)

En la **Figura 1-1**: Etapas de un convertidor de corriente continua. Se muestra las etapas de un convertidor DC/DC.

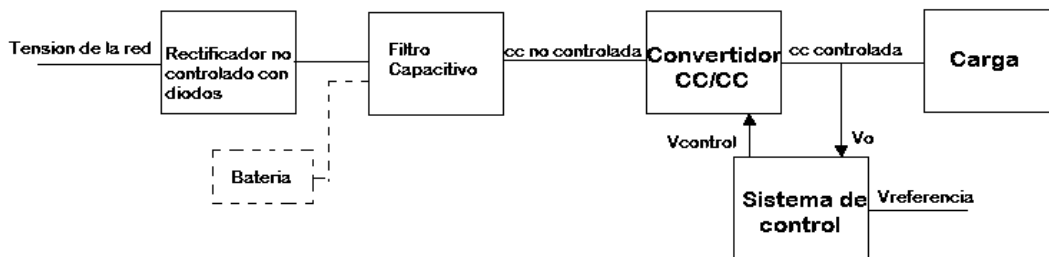


Figura 1-1: Etapas de un convertidor de corriente continua.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos. 2018

Fuente: (Pozo, 2012, p.213)

1.1.1. *Convertidor Reductor o convertidor Buck.*

Un convertidor reductor es un convertidor de un solo interruptor controlable que proporciona a su salida de tensión media V_o de menor valor que la tensión continua de entrada V_1 . Sus principales

aplicaciones son: fuentes de energía de corriente continua regulada y control de velocidad de motores de corriente continua, la topología de un convertidor reductor. (Pozo, 2012, p.223)

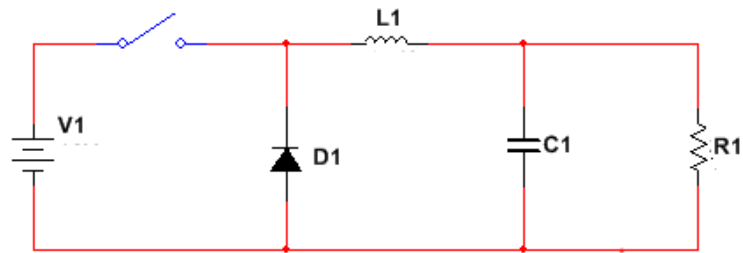


Figura 2-1: Configuración de la Fuente reductora.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.1.2. Convertidor Elevador o convertidor Boost.

En la fuente elevadora el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada de ahí el nombre elevador. Un convertidor elevador (Boost) es un convertidor DC/DC de un solo interruptor que proporciona una tensión media V_o mayor que la tensión continua de entrada V_1 . Sus principales aplicaciones son: fuentes reguladas de energía de corriente continua y frenado regenerativo de motores de corriente continua. (Pozo, 2012, p.247)

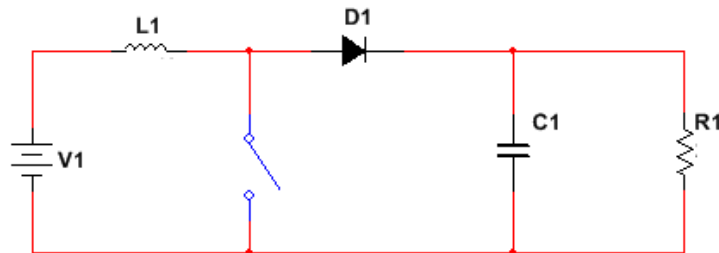


Figura 3-1: Configuración de la Fuente Elevadora.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.1.3. Convertidor reductor-elevador.

Un convertido reductor/elevador es un convertidor DC/DC de un solo interruptor controlable, que proporciona a su salida una tensión media V_o mayor o menor que la tensión continua de entrada V_1 . Su principal aplicación es en fuentes de energía de corrientes reguladas, donde puede requerirse una salida de polaridad negativa con respecto del terminal común de la tensión de entrada y donde la tensión de salida puede ser más alta o más baja que la tensión de entrada. Un convertidor reductor/elevador se obtiene por la conexión en cascada de los dos convertidores básicos reductor y elevador. La relación entre tensión de salida y tensión de entrada es el producto de las obtenidas para los convertidores reductor y elevador. Por ello la tensión de salida puede ser mayor o menor que la tensión de entrada.(Pozo, 2012, p.269)

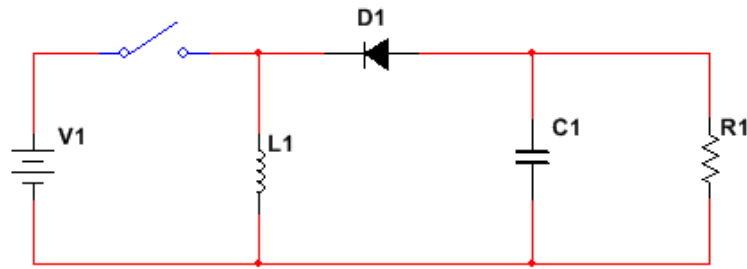


Figura 4-1: Configuración de la Fuente reductora/elevadora.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.1.4. Convertidor Cuk.

Un convertidor Cuk es un convertidor DC/DC de un solo interruptor controlable que proporciona a su salida una tensión media V_o mayor o menor que la tensión continua de la entrada V_1 y de polaridad contraria. A diferencia de lo que sucedía en las topologías reductoras, elevadoras y reductora/elevadora, donde la transferencia de energía estaba asociada a la bobina, en el convertidor Cuk la transferencia de energía se asocia al condensador C1. (Pozo, 2012, p.293)

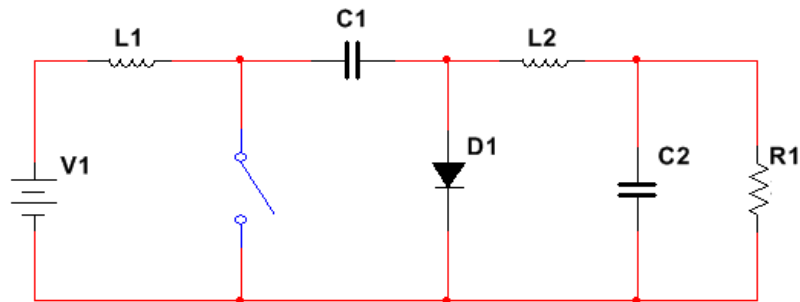


Figura 5-1: Configuración de la Fuente Cuk.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Según Hart (2011, p.203), para los circuitos de fuentes conmutadas se debe tener en cuenta las siguientes características para su análisis:

- El circuito actúa en régimen permanente.
- La corriente en la bobina es permanente.
- El valor del condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante a una tensión V_o .
- El periodo de conmutación es T; el interruptor estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto del tiempo $(1-D) T$.
- Los componentes son ideales.

1.2. Fuentes de alimentación de corriente continua.

Una de las desventajas de los convertidores de corriente continua y la principal es la conexión eléctrica que existe entre la entrada y la salida, es decir si la fuente de la entrada está conectado a masa esa misma masa estaría presente en la salida. Una manera de aislar la salida galvánicamente es a través de un transformador. Uno de los métodos para aislar eléctricamente la entrada y la salida de un convertidor DC/DC es utilizando un transformador como parte del circuito de conmutación. La frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de la corriente alterna de la red, por lo que se puede utilizar un transformador pequeño. Además la relación de las vueltas del transformador proporciona flexibilidad al momento de diseño para fijar el voltaje de entrada y de salida.(Hart, 2001, p.257)

1.2.1. Convertidor Flyback

La fuente Flyback es un convertidor de acumulación, es decir, la transferencia de energía desde la fuente hasta la carga se realizan en dos tiempos. En el primer tiempo se almacena cierta cantidad de energía en una inductancia que en el segundo tiempo es enviada hacia la carga. Este convertidor posee dos modos de funcionamiento, según sea la restitución de energía almacenada a la carga total o parcial.(Carretero, 2009, p.158)

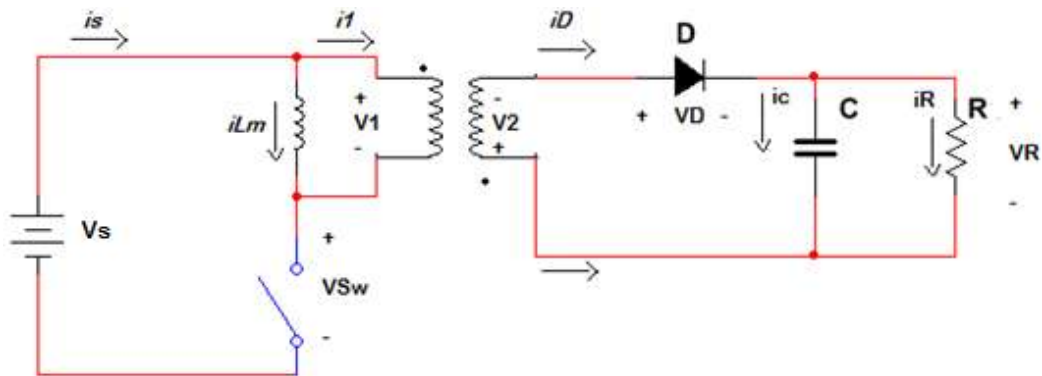


Figura 6-1: Configuración de la fuente Flyback.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El bobinado secundario del transformador en la fuente Flyback está conectado de forma que el diodo está bloqueado cuando el elemento de conmutación se encuentra cerrado, transcurrido un tiempo el elemento de conmutación se abre, invirtiéndose la polaridad de la tensión en el secundario de manera que conduce el diodo y se transmite la energía almacenada en el transformador hacia la carga. La corriente que circula ahora por el diodo comienza a decrecer linealmente hasta que se anula por completo. A continuación se vuelve a conducir el transistor y el ciclo se inicia de nuevo.(Carretero, 2009, 158)

- **Análisis con el interruptor cerrado SWon**

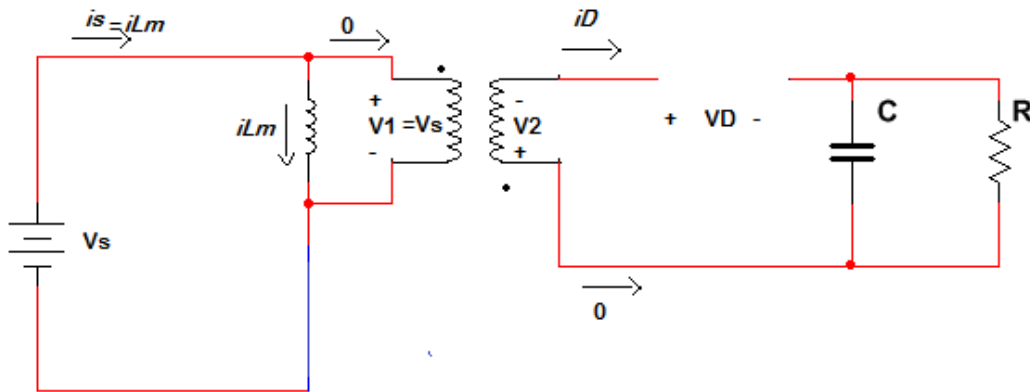


Figura 7-1: Funcionamiento de la Flyback cuando interruptor está cerrado.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

En la **Figura 7-1** se puede observar que cuando el interruptor está conduciendo, la corriente en el bobinado secundario sale por punto polarizando al diodo en inversa obteniendo el siguiente análisis:

$$V_1 = V_1 = L_m \frac{di_{L_m}}{dt}$$

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

Ecuación 1-1: Variación de la inductancia magnetizante.

$$(\Delta i_{L_m})_{swon} = \frac{V_s DT}{L_m}$$

Mientras que en el lado del transformador correspondiente a la carga se tiene:

$$V_2 = V_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

$$V_D = -V_0 - V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) < 0$$

Debido a que el diodo está abierto se tiene que:

$$i_2 = 0 \quad i_1 = 0$$

La corriente aumenta linealmente en la inductancia magnetizante L_m y no influye corriente por los devanados del transformador ideal en el modelo. En el transformador real la corriente aumenta linealmente en el devanado primario y no fluirá corriente por el devanado secundario. (Hart, 2001, p.261)

- **Análisis con el interruptor abierto SWoff**

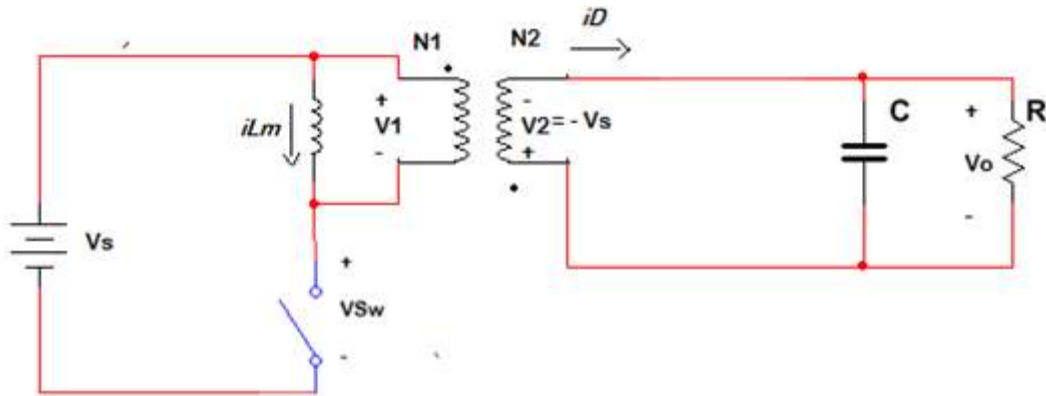


Figura 8-1: Funcionamiento de la Flyback cuando interruptor está abierto.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

En la **Figura 8-1** se muestra que cuando se abre el interruptor la corriente no puede variar instantáneamente en la inductancia L_m , por lo que el camino de conducción debe ser traves del devanado primario del transformador ideal. La corriente i_{L_m} entra en el terminal sin punto del primario y sale por el terminal sin punto del secundario, esto es posible porque la corriente en el diodo es positiva. Suponiendo que la tensión de salida permanece constante con un valor V_o la tensión en el secundario del transformador V_2 será $-V_o$. (Hart, 2001, p.261)

Ecuación 2-1: Voltaje en el bobinado primario del transformador.

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

Si se reemplaza el voltaje del bobinado secundario en la ecuación del bobinado primario se tiene la ecuación de la variación de corriente de L_m :

$$V_2 = -V_o$$

$$V_1 = -V_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2}$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = \frac{\Delta i_{L_m}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L_m}}{(1-D)T} = -V_o \frac{N_1}{N_2}$$

Ecuación 3-1: Variación de la corriente en la inductancia magnetizante cuando el interruptor está cerrado.

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

Para obtener la relación de entrada salida se conoce que la variación neta de corriente es igual a cero por lo que despejando V_o .

Ecuación 4-1: Relación de voltaje de la fuente Flyback.

$$V_o = V_s \frac{D}{1-D} \frac{N_2}{N_1}$$

Ecuación 5-1: Corriente del diodo cuando el interruptor está abierto.

$$i_D = -i_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

Ecuación 6-1: Voltaje en el interruptor cuando el interruptor está abierto.

$$V_{sw} = V_s - V_1 = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

Ecuación 7-1: Corriente en la carga cuando el interruptor está abierto.

$$i_R = \frac{V_o}{R}$$

Ecuación 8-1: Corriente en el capacitor cuando el interruptor está abierto.

$$i_c = i_D - i_R = i_{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_o}{R}$$

La tensión del interruptor supera los niveles de la tensión de entrada cuando el interruptor se encuentra abierto. La potencia entregada a la carga debe ser igual que la potencia suministrada. (Hart, 2001, p.262)

$$P_s = P_o$$

En donde al analizar esta expresión en base a $P_o = (V_o)^2 / R$ y $P_s = V_s * I$ y cuya corriente media de la fuente es equivalente $i_{L_m} D$ se obtiene la corriente media en la inductancia magnetizante.

Ecuación 9-1: Corriente en la inductancia magnetizante.

$$i_{L_m} = \frac{(V_o)^2}{V_s D R}$$

A partir de la **Ecuación 4-1:** Relación de voltaje de la fuente Flyback. la corriente media en la bobina se expresa como:

$$i_{L_m} = \frac{V_s D}{(1 - D)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

Ecuación 10-1: Corriente media en la bobina.

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

Los valores máximos y mínimos de la corriente en la bobina se obtienen utilizando la **Ecuación 1-1** y la **Ecuación 3-1**.

$$i_{L_m*max} = i_{L_m} + \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

Ecuación 11-1: Corriente máxima en la bobina.

$$i_{L_m*max} = \frac{V_s D}{(1 - D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 + \frac{V_s D}{2 L_m}$$

$$i_{L_m*min} = i_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2}$$

Ecuación 12-1: Corriente mínima en la bobina.

$$i_{L_m \text{min}} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m}$$

Para que el convertidor trabaje en corriente permanente requiere que la corriente mínima de la inductancia magnetizante sea mayor que cero.

$$i_{L_m \text{min}} = 0$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{V_s D T}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f}$$

En donde despejando L_m se tiene la siguiente expresión permitiendo que la corriente sea permanente.

Ecuación 13-1: Inductancia magnetizante mínima que permita que la corriente sea permanente.

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

Ecuación 14-1: Rizado en la tensión de salida del convertidor.

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

Las formas de onda de la corriente y el voltaje de esta fuente se pueden apreciar en la siguiente figura:

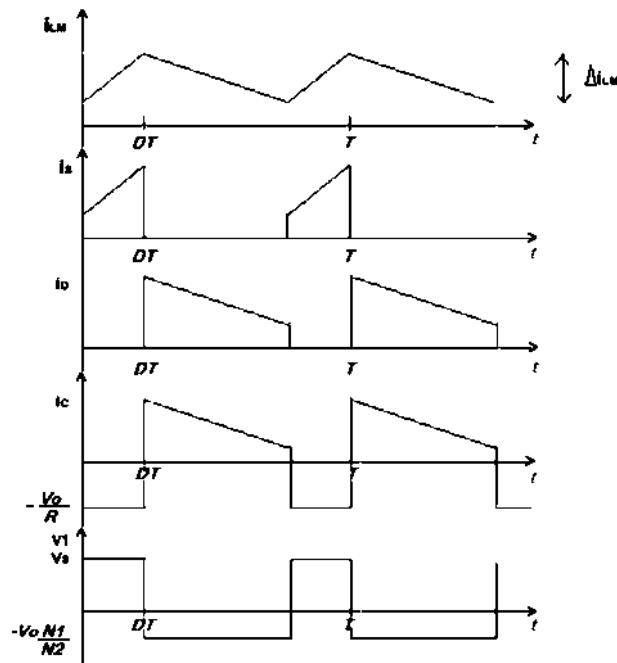


Figura 9-1: Formas de onda de corriente y tensión del convertidor.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.3. Modelos de transformadores para fuentes conmutadas.

Los transformadores cumplen dos importantes cargos dentro de las fuentes conmutadas, una es proveer un aislamiento galvánico entre los circuitos conectados tanto al bobinado primario como al bobinado secundario y también la de aumentar o disminuir las tensiones de salida.

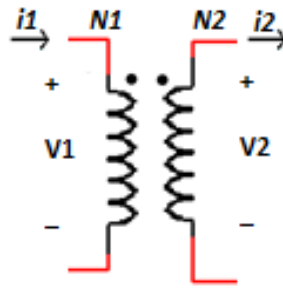


Figura 10-1: Representación típica de un transformador.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Cuando la corriente entra por el terminal indicado por punto en el bobinado primario la corriente sale por el terminal indicado con punto en el bobinado secundario.

La relación de transformación entre los devanados es:

Ecuación 15-1: Relación de transformación en un transformador.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2}$$

Para el análisis de convertidores como el Flayback es importante el incluir en el modelo la inductancia magnetizante del transformador ya que esta inductancia es un parámetro fundamental al momento del diseño, en la **Figura 11-1** se muestra el modelo con inductancia magnetizante.

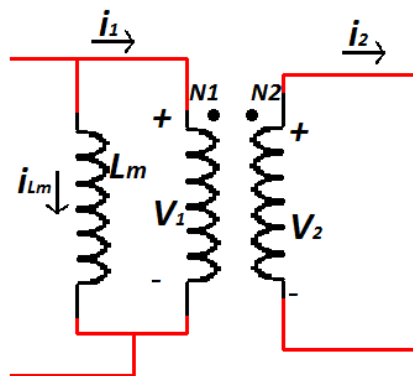


Figura 11-1: Transformador con inductancia magnetizante.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Para trabajar con circuitos en los que se incluye un transformador hay que tener en cuenta que el núcleo del transformador no entre en saturación, el flujo magnético que existe en el núcleo de un transformador debe poder regresar a su valor inicial después de cada periodo en el que conmuta el interruptor, si esto no se cumple el flujo magnético en el núcleo aumentará de tal forma que se produzca su saturación. Cuando el núcleo se satura no puede soportar la tensión que existe en las terminales de las bobinas de uno de los devanados haciendo que las corrientes sean mayores a las de diseño inicial. (Hart, 2001, p.258)

1.3.1. Tipos de Transformadores.

El transformador es uno de los elementos principales en las fuentes conmutadas Flyback ya que este es el que transfiere la energía del lado primario al lado secundario del circuito de la fuente por lo que es importante conocer acerca de este elemento. Existen varias clases de transformadores de los cuales el más utilizado en las fuentes Flyback son los transformadores de pulso que son los que poseen un núcleo ferromagnético.

1.3.1.1. Transformadores Lineales.

Estos transformadores generalmente trabajan a bajas frecuencias entre 60Hz o 50Hz, son los utilizados con la red eléctrica, son grandes y pesados y no trabajan de una manera óptima, es decir su rendimiento es bajo, ya que existen muchas pérdidas por lo que parte de la energía se pierde.

- **Transformadores de Chapa en “E” e “I”.**

Su núcleo está formado por muchas láminas de acero al silicio en forma de “E” e “I” superpuestas entre sí.



Figura 12-1: Transformador de chapas en “E” e “I”.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Los núcleos laminados ayudan a impedir las pérdidas parasitas, mientras que las pérdidas de corriente y pérdidas por histéresis aumentan cuando aumenta la frecuencia.

1.3.1.2. Transformadores toroides.

Su núcleo un metal en forma de anillo redondo puede ser de ferrita o acero al silicio en donde se enrollan los bobinados.

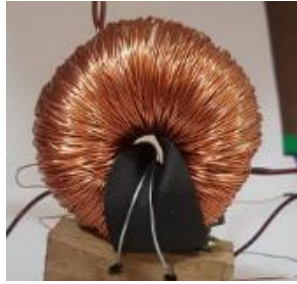


Figura 13-1: Transformador toroidal.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Los núcleos de ferrita son utilizados para trabajar a altas frecuencias comprendidos entre los 10000Hz a los 100000 Hz, los núcleos de acero al silicio soportan frecuencias máximas de 10000Hz.

1.3.1.3. Transformador de pulsos.

Estos transformadores son similares a los transformadores lineales de chapas en E y gracias a que su núcleo es de ferrita permite trabajar a mayores frecuencias que los anteriores así como evitar o disminuir las pérdidas de energía, gracias a esto, estos transformadores son más pequeños y manejan más corrientes que los transformadores lineales sobre todo de los de acero al silicio. Este tipo de transformadores son muy utilizados en las fuentes conmutadas.(Nieto, 2015)

1.3.2. Permeabilidad magnética del material del núcleo.

La permeabilidad magnética es la capacidad que tiene un material para que por el circule un campo magnético, esta capacidad es de atracción, generalmente en materiales como el hierro la permeabilidad magnética es elevada a diferencia del vacío.

La permeabilidad magnética se simboliza con la letra μ ($m\mu$), no tiene dimensiones debido a que se trata de una relación que compara dos densidades de flujo, la fuerza de magnetización y la densidad de flujo. Los materiales según su permeabilidad se clasifican en tres grupos: 1) Diamagnéticos (cobre, plomo, etc.) estos materiales tienen un bajo valor de permeabilidad esto se debe a que los átomos crean un campo opuesto al campo exterior. 2) Paramagnéticos (aluminio), materiales como estos son atraídos débilmente hacia zonas de más intensidades de campo, los átomos en estos materiales crean un campo en el sentido que el campo que existe en el exterior, y 3) los materiales Ferromagnéticos (hierro, aceros, etc.), estos materiales son fuertemente atraídos por el campo magnético, la permeabilidad es muy elevada entre 100 y 500.(Gómez de León, 2004, p.49)

1.3.2.1. Permeabilidad relativa.

La permeabilidad relativa es la relación entre la permeabilidad de un material y la permeabilidad del vacío, siendo este un cambio que existe en la densidad de flujo el cual acompaña al cambio de fuerza magnetizante. (Gómez de León, 2004, p.49)

Ecuación 16-1: Permeabilidad relativa.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$$

1.3.2.2. Relación Bobina, núcleo y permeabilidad.

En un inductor su inductancia está relacionada con la cantidad de espiras, calibre del cable, el radio y la longitud de la bobina, para aumentar su inductancia se utiliza un núcleo, el cual dependiendo de su permeabilidad magnética mejora la capacidad de conducción del campo magnético elevando el valor de la inductancia. Es muy importante saber con qué frecuencia se va a trabajar para escoger el material adecuado.

1.4 Campo Magnético en un solenoide.

Según Serway y Jewett (2009, p.848), a través de la ley de Ampere se obtiene una expresión cuantitativa para el campo magnético en el interior de un solenoide ideal. Dado un solenoide de longitud l y N número de espiras, con núcleo de aire en su interior, el campo magnético producido en el espacio interior de las espiras, cuando por este circula una corriente I , está dado por la **Ecuación 17-1**.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = Bl = \mu_0 NI$$

Ecuación 17-1: Campo magnético de un solenoide.

$$B = \frac{\mu_0 NI}{l}$$

Donde μ_0 es la permeabilidad magnética del vacío.

1.5 Flujo magnético asociado a un campo magnético.

Dado un elemento de área $d\vec{A}$ sobre una superficie de forma arbitraria, si el campo magnético en este elemento es \vec{B} , el flujo magnético a través del elemento es $\vec{B} \cdot d\vec{A}$ donde $d\vec{A}$, es un vector

perpendicular a la superficie y que tiene una magnitud igual al área $d\vec{A}$. Debido a esto, el flujo magnético total Φ_B a través de la superficie es:

Ecuación 18-1: Flujo magnético producto de un campo magnético.

$$\Phi_B = \int \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

Considérese ahora un plano de área A en un campo uniforme \vec{B} que forma un ángulo θ con $d\vec{A}$.

El flujo magnético total Φ_B a través del plano en este caso es:

Ecuación 19-1: Flujo magnético en términos del ángulo θ .

$$\Phi_B = BA \cos(\theta)$$

El flujo magnético tendrá su valor máximo para cuando el campo magnético B sea perpendicular al plano, en este caso el ángulo teta será 0 por tanto el flujo magnético será:

Ecuación 20-1: Flujo magnético máximo producto de un campo magnético.

$$\Phi_B = BA$$

1.6 Ley de Faraday.

La ley de Faraday muestra cómo es posible inducir una corriente eléctrica en una espira mediante un campo magnético cambiante, en dicho caso una fem inducida por este campo magnético cambiante es la que crea dicha corriente. En general, la fem es directamente proporcional a la rapidez de cambio con el tiempo del flujo magnético a través de la espira. Matemáticamente este enunciado es escrito como **ley de inducción de Faraday**. (Serway y Jewett, 2009, p.868)

Ecuación 21-1: Ley de inducción de Faraday para una espira.

$$\mathcal{E} = -\frac{d\Phi_B}{dt}$$

Si a través de una bobina construida de N espiras, de igual área, circula un mismo flujo magnético Φ_B , se inducirá una fem en cada una de las espiras de la bobina. Dado que las espiras se encuentran en serie, la fem total inducida en la bobina será:

Ecuación 22-1: Ley de inducción de Faraday para una bobina de N espiras.

$$\mathcal{E} = -N \frac{d\Phi_B}{dt}$$

Suponiendo que una espira que encierra una superficie A se encuentra en un campo magnético uniforme \vec{B} . El flujo magnético estará dado por la **Ecuación 20-1**, por esto la fem puede expresarse como:

Ecuación 23-1: Ley de inducción de Faraday considerando el campo magnético.

$$\varepsilon = -N \frac{d}{dt} BA \cos(\theta)$$

1.7 Autoinducción e inductancia.

El fenómeno de autoinducción en una espira por la cual circula una corriente I producto de una fuente de fem se da cuando esta corriente al crecer con el tiempo provoca que el flujo magnético creado por ella también crezca. Este flujo creciente genera una fem inducida en la espira. La dirección de esta fem inducida es tal que causaría una corriente inducida en la espira (si esta no llevase ya una corriente), que establecería un campo magnético opuesto al cambio en el campo magnético original. Por lo tanto, la dirección de la fem inducida es en sentido opuesto a la dirección de la fuente de fem, lo que resulta en un incremento gradual, en vez de instantáneo, de la corriente hasta que alcance su valor de equilibrio final. (Serway y Jewett, 2009, p.898)

Para obtener una descripción cuantitativa de la autoinducción, se debe tomar en cuenta la ley de Faraday descrita **Sección 1.6** y ya que el flujo magnético es proporcional al campo magnético que en su momento es proporcional a la corriente en la espira, se establece que una fem autoinducida siempre es proporcional a la rapidez de cambio en el tiempo de la corriente. Por tanto para cualquier espira de alambre, esta proporcionalidad se escribe como:

Ecuación 24-1: Ley de inducción de Faraday considerando la corriente I .

$$\varepsilon_L = -L \frac{dI}{dt}$$

Donde L es la constante de proporcionalidad (inductancia de la espira). Considerando ahora la **Ecuación 22-1** para una fem inducida, se tiene que:

Ecuación 25-1: Ley de inducción de Faraday para una bobina de N espiras.

$$\varepsilon_L = -N \frac{d\Phi_B}{dt}$$

Combinando la **Ecuación 24-1** y **Ecuación 25-1** se obtiene la expresión:

Ecuación 26-1: Inductancia de una bobina de N vueltas.

$$L = \frac{N\Phi_B}{I}$$

Finalmente reemplazando las *Ecuación 17-1* y *Ecuación 20-1* en la *Ecuación 26-1*.

$$L = \frac{NBA}{l}$$

$$L = \frac{N u_0 N I A}{l}$$

Ecuación 27-1: Inductancia de una bobina de N vueltas tomando en cuenta la permeabilidad del solenoide.

$$L = \frac{u_0 N^2 A}{l}$$

La *Ecuación 27-1* es la inductancia en un solenoide de N espiras para cuando su núcleo es de aire, siendo para este caso $u = u_0 u_r$, donde u_r es la permeabilidad relativa del material, que para el caso del aire es igual a 1.

1.8 Control de las fuentes de alimentación.

En los convertidores conmutados de corriente continua el valor de la tensión de salida está relacionada con la tensión de entrada y el ciclo de trabajo, esto en los circuitos ideales, mientras que en los circuitos reales existen otras variables que intervienen como la corriente que consume la carga conectada a la salida. Generalmente la salida de las fuentes conmutadas se controla modulando el ciclo de trabajo, para así poder compensar la variación de la entrada a la fuente como la corriente requerida por la carga.

1.8.1 Control por voltaje.

Este tipo de control consiste en una lectura permanente de la salida de la fuente, este valor se compara con una referencia para poder calcular el error de entrada y salida, se calcula el error el cual se va a tratar de corregir mediante la variación del ciclo de trabajo de la señal PWM de control, en la comparación de una señal triangular y una de referencia (el cual indicará que tiempo deberá permanecer abierto y cerrado el interruptor para que la transferencia de energía sea la más adecuada).

1.8.2 Control por corriente.

Este tipo de control es usado comúnmente en la fuente conmutada elevadora en donde no solo se debe monitorear la tensión de salida si no también la corriente que consume la carga, el error que es dado por la lectura de la tensión se utiliza para hacer control en el pico de corriente que se produce en los elementos magnéticos una vez por ciclo, cuando el transistor pasa al estado de conducción. Este método de control tiene una respuesta rápida a las variaciones en la entrada, además de funcionar como una protección contra sobre corrientes.(Lehmann, 2011, p.20)

1.9 Sistemas de control.

Los sistemas de control son utilizados para disminuir la probabilidad de fallo de un sistema, siendo estos un conjunto de elementos los cuales regulan el funcionamiento correcto de un dispositivo.

1.9.1 Sistemas de primer orden.

Es aquel cuya función de transferencia tiene un único polo y tiene la forma siguiente:

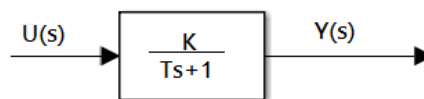


Figura 14-1: Diagrama de bloques de un sistema de primer orden.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Siendo la función de transferencia del sistema.

Ecuación 28-1: Función de transferencia de un sistema de primer orden.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1}$$

1.9.2 Sistemas en lazo abierto.

Estos sistemas son aquellos en los cuales la salida no tiene efecto en la entrada del sistema, es decir que en esta clase de sistemas no se mide la salida para compararla con la entrada. De esta manera para cada entrada de referencia le corresponde un valor determinado de salida debido a esto es que la precisión de estos sistemas depende de la calibración de los mismos.(Ogata, 2010, p.8) Hay que tomar en cuenta que esta clase de sistemas están expuesto a los ruidos externos o internos del sistema, también la estabilidad del sistema es más fácil de desarrollar. Una recomendación es

que en los sistemas que se conoce con anticipación su entrada y en los cuales no hay perturbaciones es aconsejable usar sistemas en lazo abierto.

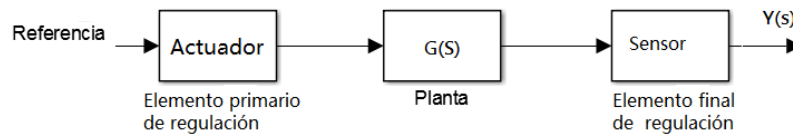


Figura 15-1: Sistema en lazo abierto.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.9.3 Sistema en lazo cerrado.

Una de las ventajas de los sistemas de control en lazo cerrado es que su entrada retroalimentada por el valor de salida anterior, este sistema se vuelve insensible a las perturbaciones internas cosa que no hacia el sistema en lazo abierto. Esta clase de sistemas son más difíciles de estabilizar ya que el control puede conducir a corregir errores en exceso que produzcan oscilaciones de amplitud constante o cambiante. Los sistemas de control en lazo cerrado solo tienen ventajas cuando se presentan perturbaciones y variaciones impredecibles en el sistema. (Ogata, 2010, p.8)

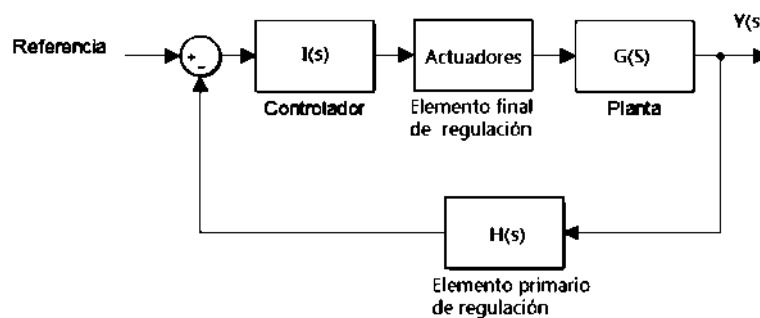


Figura 16-1: Diagrama de bloques sistema en lazo cerrado.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.9.4 Respuesta escalón

Es la forma más habitual de caracterizar el transitorio de un sistema. Al someter a una entrada tipo escalón a un sistema, se obtiene una salida que se la puede dividir en dos partes de interés: la parte transitoria y la parte de establecimiento, si el sistema es de primer orden.

La parte transitoria es la evolución de la salida del sistema al pasar de un estado de equilibrio inicial a un estado de equilibrio final. Si se quiere caracterizar numéricamente como se produce estas transiciones, necesitamos una entrada normalizada que tradicionalmente es la entrada de escalón unitario.

Por lo que la respuesta a este escalón de un sistema de primer orden se puede resolver como lo siguiente:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1}$$

$$Y(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = \frac{1K}{s} - \frac{K\tau}{\tau s + 1}$$

Ecuación 29-1: Respuesta de un sistema de primer orden ante la entrada de un escalón unitario.

$$Y(s) = K \left(\frac{1}{s} - \frac{\tau}{\tau s + 1} \right)$$

Siendo su transformada inversa.

Ecuación 30-1: Transformada inversa de la respuesta a un escalón unitario.

$$y(t) = k(1 - e^{-t/\tau})$$

1.9.5 Controlador.

Un controlador tiene la función de mantener controlada variables dentro de un sistema, para que la planta o actuador al cual se quiera controlar funcione de la manera deseada. Un controlador automático hace una comparación entre lo que se quiere obtener en una variable con lo que se está leyendo actualmente este valor es el error el cual se dé sea corregir con el controlador.

1.9.5.1 Criterios para selección del controlador.

Para escoger un controlador que funcione de manera deseada en un sistema es válido apoyarse en las siguientes consideraciones que explican para que casos es válido cada tipo de controlador.

- Controlador P
En ciertos tipos de procesos es posible trabajar con una ganancia elevada sin tener ningún problema de estabilidad en el controlador. Muchos procesos que poseen una constante de tiempo dominante o son integradores puros caen en esta categoría. Una alta ganancia en un controlador P significa que el error en estado estacionario será pequeño y no se necesitará incluir acción integral. (Izquierdo, 2011, p.15)
- Controlador PD.
El control PD puede ser apropiado cuando el proceso a controlar incorpore ya un integrador. También son válidos procesos en que es posible trabajar con ganancias elevadas en el controlador sin que sea necesario introducir la acción integral. La acción derivativa es sensible al ruido, ya que a altas frecuencias tiene una ganancia relativamente elevada. Por lo tanto, en presencia de altos niveles de ruido se debe limitar dicha ganancia, o prescindir de la acción derivativa. (Izquierdo, 2011, p.16)

- Controlador PI.

Es la estructura más usual del controlador. La introducción de la acción integral es la forma más simple de eliminar el error en régimen permanente. Otro caso en el que es común utilizar la estructura PI es cuando el desfase que introduce el proceso es moderado. La acción derivativa, más que una mejora en esta situación es un problema ya que amplifica el ruido existente. También se recomienda la acción PI cuando hay retardos en el proceso, ya que, en este tipo de procesos la acción derivativa no resulta apropiada en este tipo de sistemas. Cuando el proceso posee grandes niveles de ruido es recomendable no utilizar la acción derivativa ya que esta puede amplificar el ruido. (Izquierdo, 2011, p.16)

- Controlador PID.

La acción derivativa mejora el comportamiento del controlador, ya que permite aumentar las acciones proporcional e integral. Este controlador es muy utilizado en las plantas cuyo proceso no posea retardos significativos pero si grandes desfases. Este es el caso típico de procesos con múltiples constantes de tiempo. (Izquierdo, 2011, p.16)

1.9.5.2 Controlador PI

La acción de control proporcional integral se define como se muestra en la **Ecuación 31-1**.

Ecuación 31-1: Controlador proporcional integral.

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

Y su función de transferencia es:

Ecuación 32-1: Función de transferencia de un controlador proporcional integral.

$$\frac{U(S)}{E(S)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right)$$

Donde T_i se denomina tiempo integral, y K_p la ganancia proporcional. (Ogata, 2010, p.8)

1.9.5.3 Circuito PI con opamps.

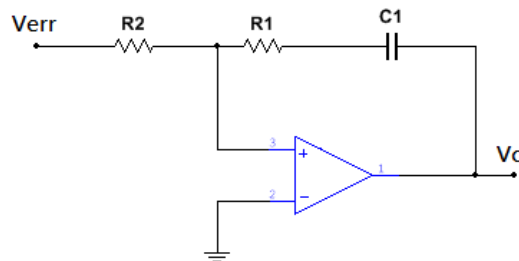


Figura 17-1: Circuito controlador PI.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Partiendo de su función de transferencia se puede hallar los valores de K_p, T_i en función de sus resistencias y capacitor.

$$G_c(s) = -\frac{R_1 * \frac{1}{Cs}}{R_2}$$

$$-G_c(s) = \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{R_2 Cs}$$

Ecuación 33-1: Ganancia proporcional en función de las resistencias R_1, R_2 .

$$K_p = \frac{R_1}{R_2}$$

Ecuación 34-1: Tiempo integral en función de las resistencias R_2 y C .

$$T_i = R_2 C$$

1.9.6 Windup y anti-windup.

La mayoría de los controladores son diseñados basados en la teoría lineal, un controlador lineal es simple de implementar y su rendimiento es bueno ya que su dinámica permanece cerca de la linealidad, sin embargo existen efectos no lineales los cuales requieren ser tomados en cuenta al momento de diseño, uno de ellos por ejemplo los límites del actuador, los cuales pueden ser rangos máximos y mínimos, sean estos de velocidad o actuación como por ejemplo la máxima velocidad de un motor, o el mayor voltaje que admite una fuente. Este fenómeno de la saturación puede llevar a la inestabilidad en el lazo cerrado. (Bemporad, 2010, p.2)

En casos como estos posible que la variable del controlador haga alcanzar los límites del actuador y cuando esto pasa el bucle realimentado permanece en su límite independientemente de la salida del proceso, si se usa un controlador con acción integral el error continuara siendo integrado, incrementando su valor aún más, esto quiere decir que el termino integral puede volverse muy grande y se produce el efecto windup. (Amestegui, 2001, p.30)

1.9.6.1 Windup.

Uno de los principales efectos indeseables de la saturación en la actuación es que cualquier integrador del controlador continuará integrando aún mientras la entrada se encuentra saturada. Así, el estado del integrador en cuestión puede alcanzar valores excesivos, que deteriorarán la respuesta transitoria del sistema, generalmente produciendo grandes sobrevalores. Este efecto se denomina integrador wind-up. (Braslavsky, 2002, p.3)

1.9.6.2 Anti windup.

Hay muchas alternativas para evitar el windup de los integradores. Todas ellas se basan en tratar que los estados del controlador tengan las siguientes propiedades claves: 1) deben estar conducidos por la verdadera entrada (es decir, la limitada) del sistema; 2) deben tener una respuesta acotada cuando la entrada de la planta satura en los límites de actuación. (Braslavsky, 2002, p.7)

- Limitadores de amplitud en amplificadores o saturación.

En muchas ocasiones es interés del diseñador limitar los niveles de tensión en la salida de un circuito con amplificadores operacionales, ya sea este un circuito con efecto proporcional, integral, derivativo o una combinación de estos. En dicho caso para limitar la amplitud de la salida del circuito dentro de un rango máximo y mínimo se ocupa un arreglo de diodos y resistencias como el de la figura:

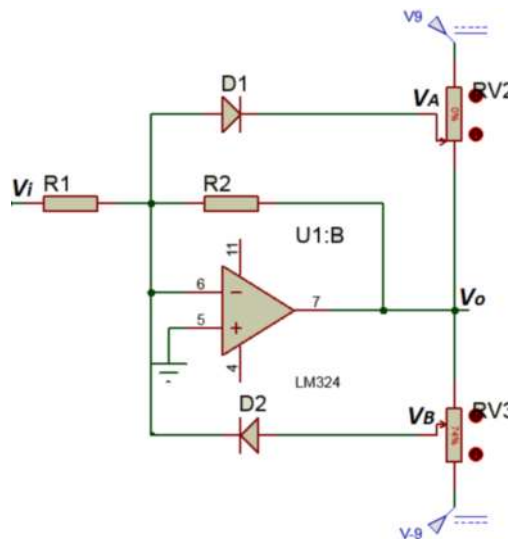


Figura 18-1: Inversor de tensión con limitación de Amplitud.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La ganancia de tensión para el amplificador inversor de la **Figura 18-1** dada por el estado de conducción de los diodos D1 y D2. Para tensiones de salida bajas, ambos diodos están en corte por lo que la ganancia del amplificador es:

Ecuación 35-1: Ganancia del amplificador limitado.

$$\Delta_{lc} = \frac{Vo}{Vi} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Para este caso las tensiones V_A y V_B estarán por debajo de la tensión umbral de los diodos.

Aplicando el teorema de superposición, las tensiones en ambos puntos se expresan como:

Ecuación 36-1: Tensiones de los puntos V_A .

$$V_A = V_9 \frac{R_{V2'}}{R_{V2}} + V_0 \frac{R_{V2''}}{R_{V2}}$$

Ecuación 37-1: Tensiones de los puntos V_B .

$$V_B = V_{-9} \frac{R_{V3'}}{R_{V3}} + V_0 \frac{R_{V3''}}{R_{V3}}$$

Donde $R_{V2'}$, $R_{V2''}$, $R_{V3'}$ y $R_{V3''}$ son las resistencias más lejanas a sus fuentes respectivas y R_{V2} y R_{V3} resultan de la suma de las resistencias entre cada par de fuentes.

Los diodos DI estarán en conducción respectivamente cuando:

$$V_A \leq -V_D = -0.7 \text{ y } V_B \geq V_D = 0.7$$

Para este caso las nuevas ganancias del amplificador inversor serán respectivamente:

Ecuación 38-1: Ganancias del amplificador.

$$\Delta_{ic1} = \frac{V_O}{V_i} = -\frac{R_2 \parallel R_{V2'}}{R_1}$$

$$\Delta_{ic2} = \frac{V_O}{V_i} = -\frac{R_2 \parallel R_{V3'}}{R_1}$$

Según las nuevas ganancias de la **Ecuación 38-1** Para el amplificador inversor, mientras mayor sea el valor resistivo de R_2 y por tanto de R_1 , menor será el crecimiento de tensión en la salida del amplificador por lo que la limitación resultará ser mucho mejor en este caso.

Los valores resistivos de $R_{V2'}$ y $R_{V3'}$, para una tensión límite de salida $V_o = \pm \lambda V_{cc}$, donde $0 < \lambda < 1$ deseada y sabiendo que: $R_{V2} = R_{V2'} + R_{V2''}$ y $R_{V3} = R_{V3'} + R_{V3''}$, se dan solo bajo la condición de conducción de los diodos. (Riquelme, 2016, p.3)

Para una tensión de salida positiva

$$V_B = -V_i \frac{R_{V3'}}{R_{V3}} + V_0 \frac{R_{V3''}}{R_{V3}}$$

$$V_{D2} = \frac{-V_i R_{V3'} + (-\lambda * -V_i)(R_{V3} - R_{V3'})}{R_{V3}}$$

$$V_{D2} R_{V3} = -V_i R_{V3'} + \lambda V_i R_{V3} - \lambda V_i R_{V3'}$$

Ecuación 39-1: Resistencia R_{V3} para saturación positiva

$$R_{V3'} = \frac{R_{V3}(\lambda V_i - V_{D2})}{V_i(1 + \lambda)}$$

Para una tensión de salida negativa.

$$V_A = V_i \frac{R_{V2'}}{R_{V2}} + V_0 \frac{R_{V2''}}{R_{V2}}$$

$$-V_{D1} = \frac{V_i R_{V2'} + (-\lambda * V_i)(R_{V2} - R_{V2'})}{R_{V2}}$$

$$-V_{D1} R_{V2} = V_i R_{V2'} - \lambda V_i R_{V2} + \lambda V_i R_{V2'}$$

Ecuación 40-1: Resistencia Rv2 para saturación negativa.

$$R_{V2'} = \frac{R_{V2}(\lambda V_i - V_{D1})}{V_i(1 + \lambda)}$$

De acuerdo con Coughlin y Driscoll (1993, p.45), la resistencia de retralimentación negativa R2 cambia la ganancia del amplificador operacional, haciendo que esta ya no dependa de las características de fabrica sino del valor de las resistencias externas utilizadas en el circuito.

Para el análisis posterior de circuitos con amplificadores operacionales, se supondra su comportamiento ideal, es decir:

1. La tensión diferencial entre las entradas (+) y (-) esencialmente cero, si V_0 no esta en saturación.
2. La corriente requerida por las terminales de entrada (+) o (-) es despreciable.

- Analisis del amplificador inversor

La **Figura 18-1** muestra un amplificador inversor saturado, tomando en cuenta solo el inverosr este amplificador invierte la polaridad de la señal de salida con respecto a la señal de entrada.

Analizando el circuito para determinar su ganancia en lazo cerrado Δ_{LC} se tiene que:

La corriente a través de R1, debido a que la corriente en los terminales es despreciable y que la tensión entre los terminales de entrada es practicamente cero, es:

$$I = \frac{V_{in}}{R_1}$$

La corriente a través de R2 será entonces igual a I y debido a que el terminal negativo (-) está a potencial tierra, la terminal de salida tendrá un valor negativo. La tensión en R2 es:

$$V_{R2} = IR_2$$

$$V_{R2} = \frac{V_{in}}{R_1} R_2$$

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

La tensión de salida V_0 resulta ser entonces:

$$V_{R2} = 0 - V_0$$

$$V_0 = -V_{R2}$$

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

El signo menos en la ecuación indica que la salida V_0 será negativa cuando V_i sea positiva y viceversa.

La ganancia en lazo cerrado del amplificador inversor es:

$$\Delta_{lc} = \frac{V_0}{V_{in}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

A partir de la Ecuación que define a V_0 el valor resistivo de R_1 para cuando $R = R_1 + R_2$ es:

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

$$V_0(R - R_1) = -R_1 V_{in}$$

$$R_1 = R \left(\frac{V_0}{V_0 - V_{in}} \right)$$

1.9.7 Entonación de un controlador.

1.9.7.1 Reglas de Ziegler-Nichols.

Existen diferentes y diversos métodos para la entonación de los controladores, estos métodos dependen de si el modelo de la planta es conocido, es decir si se tiene el modelo matemático que represente la planta a la cual se le quiere realizar control, y así poder determinar los parámetros en el controlador que cumpla con las especificaciones del transitorio y del estado estacionario del sistema en lazo cerrado. Uno de los métodos las reglas de Z-N el cual es aplicable para aquellos sistemas donde el modelo matemático de su planta es muy difícil de obtener, debido a esto la posibilidad de aplicar otros métodos de entonación como métodos analíticos se hace complicado, por lo que se recurre de este modo a los procedimientos experimentales para poder entonar los controladores, siendo el método de Z- N aplicable.(Ogata, 2010, p.568)

Partiendo el análisis desde las respuestas experimentales de la planta ante la entrada del escalón unitario se desea hallar el conjunto de valores para el controlador K_p, T_i, T_d , siendo la ganancia proporcional, del tiempo integral, y del tiempo derivativo respectivamente, con los cuales se pretende hacer que el sistema sea estable. Existen los casos en que el sistema final presenta en su

respuestas formas no deseadas por lo que es necesario realizar ajustes que permitan obtener el resultado deseado, en si este método da un punto de partida para lograr una sintonía fina.

1.9.7.1.1 Primer método de Ziegler and Nichols.

De manera experimental se obtiene la respuesta de la planta ante el escalón unitario, la respuesta ante esta entrada de plantas que no poseen integradores y, o polos dominantes complejos tendrán la forma de S como se muestra en la **Figura 19-1**, las mismas pueden ser obtenidas a través de manera experimental así como por medio de una simulación de la planta. La curva de respuesta se caracteriza por el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T , en donde la recta tangente que pasa por el punto de inflexión de la curva con forma de S servirá para determinar el tiempo de retardo y la constante de tiempo junto con las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y con una línea $c(t)=K$.(Ogata, 2010, p.569)

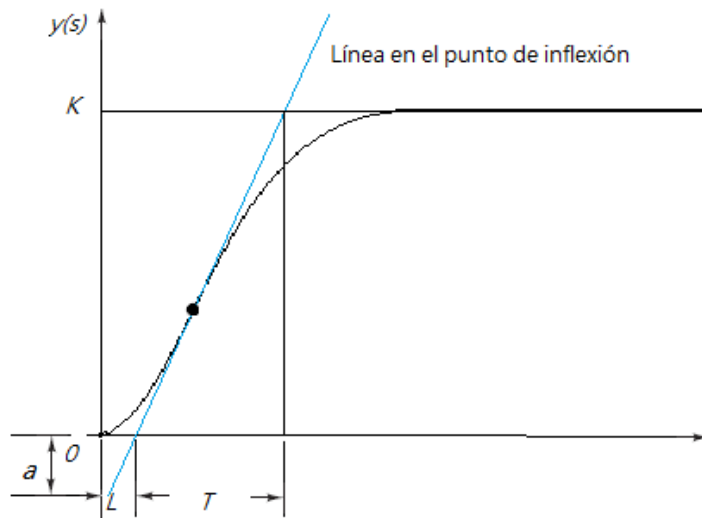


Figura 19-1: Curva de reacción en forma de s.

Fuente:(Ogata, 2010, p.569)

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Con los valores los cuales se obtienen desde la grafica L y $a = kL/T$, se puede obtener los parámetro de K_p, T_i, T_d para el controlador, usando las expresiones que se muestra en la **Tabla 1-1**, según el primer método de sintonización de controladores de Ziegler - Nichols.

Tabla 1-1: Regla de sintonía de Ziegler-Nichols.

Controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{a}$	∞	0

Controlador	K_p	T_i	T_d
PI	$\frac{0.9}{a}$	$3L$	0
PID	$\frac{1.2}{a}$	$2L$	$0.5L$

Fuente: (Ogata, 2010, p.570).

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Según la **Figura 19-1**, la gráfica tiene forma de S por lo que se puede aproximar la función de transferencia a un sistema de primer orden cuya función de transferencia es:

Ecuación 41-1: Función de transferencia de sistema de primer orden con retraso.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K e^{-Ls}}{\tau s + 1}$$

A este sistema, siguiendo las reglas de entonación surgen los valores de los parámetros K_p, T_i, T_d como indica la **Tabla 1-1**.

Por lo que el controlador PI sintonizado con este método sugiere la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \\ &= \frac{0.9}{a} \left(1 + \frac{1}{3Ls} \right) \\ &= \frac{0.9}{a} \left(\frac{3Ls + 1}{3Ls} \right) \end{aligned}$$

Ecuación 42-1: Controlador PI.

$$G_c(s) = \frac{0.9}{a} \left(\frac{s + \frac{1}{3L}}{s} \right)$$

- Ajuste fino

Generalmente después de aplicar la regla de Z-N en ocasiones es necesario aplicar ajustes a las constantes de las ganancias para lo cual se puede tomar en cuenta la **Tabla 2-1** que muestra el efecto del aumento de las ganancias.

Tabla 2-1: Características de las constantes del controlador PID.

Respuesta lazo cerrado	Tiempo de subida	Sobre-pico	Tiempo de establecimiento	Error
K_p	Disminuye	Aumenta	Poco cambio	Disminuye
K_i	Disminuye	Aumenta	Aumenta	Elimina
K_d	Poco cambio	Disminuye	Disminuye	Poco cambio

Fuente: (Izquierdo Fernandez, 2011, p.13)

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

1.10 Inversor.

Los inversores son circuitos que se encargan de proporcionar energía desde una fuente DC a una carga que funciona con AC, es decir transfieren potencia, el objetivo de estas fuentes es crear una tensión alterna cuando solo existe tensión directa.

Los inversores idealmente deberían tener la forma de onda sinusoidal, sin embargo las formas de onda de los inversores reales no son sinusoidales. En varias aplicaciones de baja potencia la tensión puede ser ondas cuadradas u ondas casi cuadradas mientras que para aplicaciones de alta potencia se requiere que sean ondas sinusoidales. Los inversores son utilizados en la industria como variadores, reguladores o controles de motores, fuentes de alimentación ininterrumpida. (Rashid, 2004, p.226)

1.10.1 Inversores monofásicos de onda cuadrada.

La estructura de conmutación más sencilla está conformada por un puente de 4 transistores (BJT, MOSFET, IGBT) el cual genera una tensión de onda cuadrada, los interruptores conectan la carga a $+V_s$ cuando los interruptores S_1 y S_2 están conduciendo y conectan a $-V_s$ cuando S_3 y S_4 están cerrados, la conmutación periódica de $+V_s$ y $-V_s$ en la carga genera una tensión con forma de onda cuadrada. Aunque esta salida no es senoidal, puede ser una onda de alterna adecuada para algunas aplicaciones. La forma de onda de la corriente depende del tipo de carga que se le conecte en caso de ser una carga resistiva la corriente será semejante a la alimentación es decir cuadrada, sin embargo si la carga es de naturaleza inductiva tendrá una corriente con mas calidad sinusoidal que la tensión esto se debe por las propiedades de filtrado de la inductancia. También hay que tomar en cuenta que el cierre y apertura de los interruptores no es instantáneamente debido a esto los tiempos de transición de conmutación es un parámetro para tomar en cuenta en el diseño del control de los interruptores. El solapamiento de los tiempos de conducción resultaría en un cortocircuito en la fuente de tensión. (Hart, 2001, p.317)

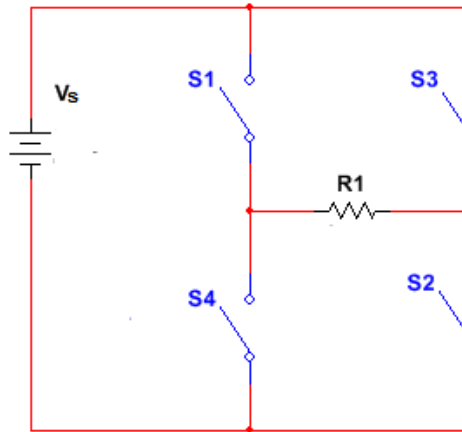


Figura 20-1: Esquema del puente de inversión monofásico.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

En la **Tabla 3-1** se puede observar la tensión de salida según las distintas combinaciones de los interruptores

Tabla 3-1: Combinación de los interruptores del puente de inversión

Interruptores Cerrados	Tensión de salida
S_1 y S_2	$+V_s$
S_3 y S_4	$-V_s$
S_1 y S_3	0
S_2 y S_4	0

Fuente: (Hart, 2001, p.316).

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El voltaje rms de salida se puede calcular de la siguiente manera

Ecuación 43-1: Voltaje rms de la carga del inversor.

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} V_s^2 dt} = V_s$$

1.11 Resistencia Shunt (derivador de corriente)

La shunt es una resistencia que posee un valor óhmico muy bajo constante, intentando de esta manera que el valor sea despreciable para que no exista un diferencial de potencial que afecte al funcionamiento del circuito. La funcionalidad de esta resistencia es que se obtenga un valor de voltaje generalmente en mili voltios proporcionales a la corriente que estará circulando en él. Esta

resistencia es muy usada en aplicaciones en las que se necesita ampliar el rango de medición de la corriente.

Existen shunt comerciales, cuya relación ya viene dada por el fabricante. Por ejemplo una resistencia shunt viene marcada con 100A 75mV la cual indica que en sus terminales el voltaje será 75mV cuando a través de ella estén circulando 100 amperios, y gracias a la ley de ohm se puede decir que esta resistencia es de 0.7m ohms.

Generalmente los shunt se debe se usan en sistemas en los cuales su consumo sea pequeño ya que generalmente estas resistencias suelen calentarse más que los propios sistemas. Una de las aplicaciones más comunes es en los circuitos en donde se debe detectar un cierto límite de corriente que circule por él.

Es posible construir una resistencia shunt, con un pedazo de alambre, sin embargo esto implicaría la calibración de la misma, es decir encontrar el valor de resistencia el cual se aplicaría para la relación voltaje corriente.

1.11.1 Calibración de la resistencia.

Método indirecto (I-V), este método consiste en la aplicación de corriente continua y medir el voltaje que cae en los terminales de la misma. Es recomendable primero, usar un voltímetro digital para tener mayor precisión en las lecturas así como realizar diferentes mediciones en donde se aplicara diferentes valores de corriente directa y para obtener un registro de salida en kilovoltios de esta forma se puede evaluar los posibles errores por auto calentamiento.(MetAS & Metrólogos Asociados, 2009, p.2)

CAPÍTULO II

2. MARCO METODOLÓGICO.

2.1 Introducción.

Para lograr implementar un módulo de inversión didáctico a partir de una fuente de corriente continua con regulación en lazo cerrado, primero se vio la necesidad de encontrar la configuración adecuada.

En este capítulo se describen las etapas que componen el sistema de inversión DC/AC a partir de un convertidor DC/DC el cual servirá para elevar la tensión de entrada. En la **Figura 1-2** se puede observar las etapas respectivas que componen el dispositivo:

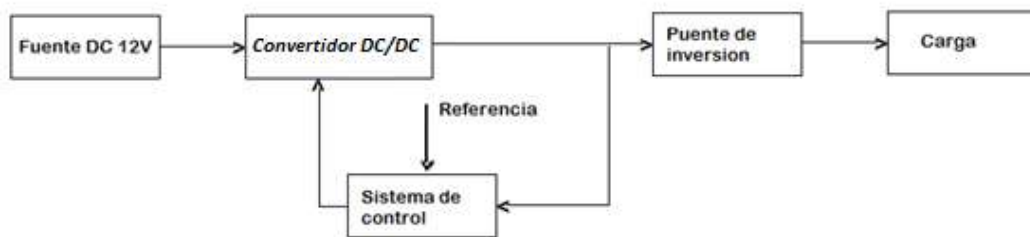


Figura 1-2: Diagrama de bloques general para el sistema de inversión.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

2.2 Convertidor DC/DC.

El punto de partida para el desarrollo del sistema de inversión DC/AC monofásico onda cuadrada a partir de un convertidor DC/DC con regulación en lazo cerrado es evidentemente el diseño de la etapa de elevación de tensión en DC, para esto se tomaron en cuenta tres tipos distintos de estructuras de Fuentes DC/DC y con esto poder definir la configuración que mejor se ajusta a nuestros requerimientos.

En primer lugar se comenzó con el diseño de un convertidor elevador o boost, el cual tuvo el inconveniente de presentar tensiones muy elevadas en los terminales drain-source de los elementos de conmutación, superiores a las tensiones que podían soportar los elementos comerciales disponibles en la ciudad, provocando daños en los mismos.

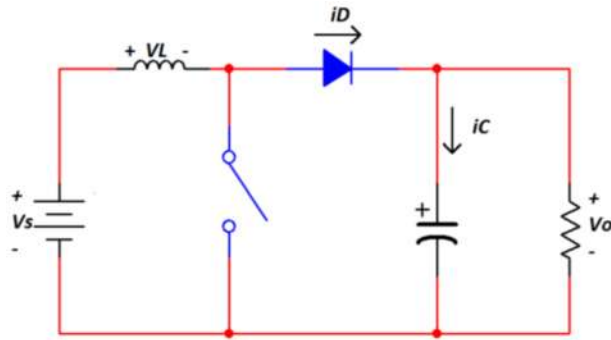


Figura 2-2: Convertidor Elevador.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Se continuó entonces con el diseño de un convertidor tipo T, como el que se muestra en la **Figura 3-2**, el cual es un convertidor magnéticamente acoplado, solucionando el problema de las tensiones elevadas en los elementos de conmutación, pero generando transitorios de corriente que destruían los mismos y debido a que la estrategia para suprimir estos transitorios debilitaba la transferencia de energía del primario al secundario del transformador, no se alcanzaban las tensiones de salida esperadas.

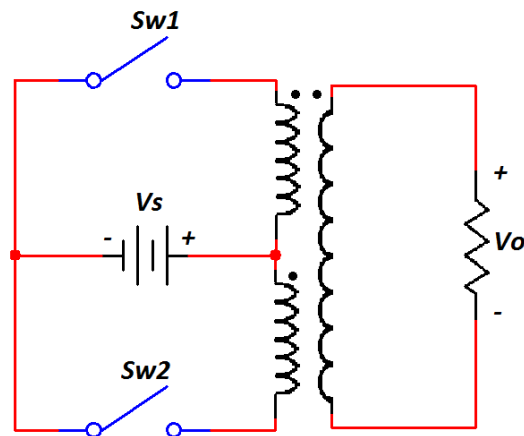


Figura 3-2: Convertidor tipo T.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Por último se analizó el convertidor Flyback, el cual al igual que el convertidor tipo T, presenta aislamiento galvánico a través de un transformador, haciendo que las tensiones vistas en los terminales de los elementos de conmutación sean apenas superiores a la tensión de fuente, pero además tiene la ventaja de aprovechar los transitorios productos de la conmutación, debido a que en su primer estado de conmutación almacena energía en el primario del transformador y en su segundo estado la entrega.

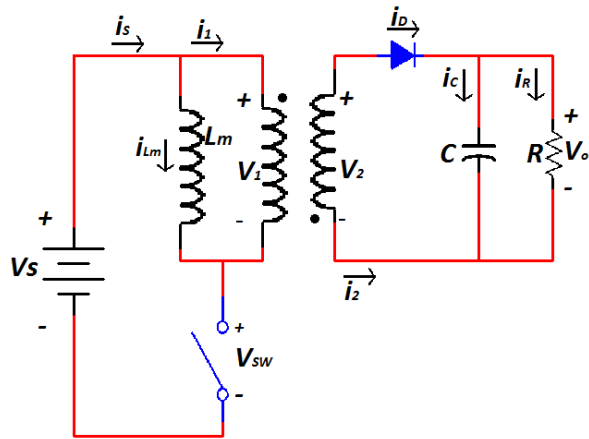


Figura 4-2: Convertidor Flyback.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Por lo antes mencionado, se escogió al convertidor Flyback como el circuito indicado para la elevación de tensión DC/DC en nuestro sistema.

2.3 Convertidor Flyback.

El convertidor Flyback según la **Figura 4-2** está formado por dos etapas separadas eléctricamente por medio de un transformador. El circuito del devanado primario está formado por la fuente DC conectada en serie al bobinado del transformador y un elemento de conmutación, el cual conmutará a una frecuencia en la que el transformador no se sature y sea capaz de transferir su energía al máximo. Mientras que el circuito conectado al bobinado secundario está conectado en serie a un diodo y un capacitor el cual almacenará el voltaje suficiente para transferirlo a la carga conectada en paralelo al mismo.

Para comenzar con el diseño de la fuente Flyback es necesario saber cuáles van a ser los parámetros de la misma.

2.3.1 Especificaciones del convertidor

Tabla 1-2: Especificaciones de diseño para el convertidor Flyback.

Parámetros	Valor
Po max	40W
Vs	12V
Vo	120
$\Delta V_o/V_o$	1%

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Según las especificaciones propuestas en la **Tabla 1-2** partimos de una fuente de tensión DC de $V_s = 12V$, un voltaje de salida de $V_o = 120V$, una potencia máxima de $P_o = 40W$.

2.3.1.1 Frecuencia de trabajo.

Aunque para este tipo de convertidores la frecuencia de trabajo se escoge según el propio criterio del diseñador, en nuestro caso se la determinó a partir de la evaluación de dos transformadores, el primero toroidal de ferrita y el segundo con núcleo de acero al silicio.

La ventaja de trabajar con un transformador toroidal de ferrita es su tamaño reducido, ya que sus frecuencias de trabajo son por lo normal mayores a 100KHz reducen los valores de inductancia en los mismos.

De forma empírica se bobinó sobre el núcleo toroidal un arrollado de 30 vueltas con toma central con una batería de 12 voltios y con un transistor 2n3055, a continuación se implementó un oscilador de relajación con el objetivo de verificar si el transistor era capaz de oscilar, lo que daría la frecuencia de oscilación natural del núcleo y con esto empezar el diseño del bobinado primario y secundario del transformador tomando en cuenta una relación proporcional de número de vueltas del bobinado primario.

Debido a la baja permeabilidad magnética de los núcleos toroidales de ferrita, estos trabajan a frecuencias tan elevadas que los componentes electrónicos de la región no son capaces de satisfacer, por lo que como segunda opción se escogió un transformador con núcleo de acero al silicio.

Los transformadores con núcleo de acero al silicio trabajan a frecuencias por debajo de los 10KHz, debido a las características de histéresis propias del núcleo. Tomando esto como punto de partida se experimentó desde un valor de frecuencia máximo y disminuyéndola hasta encontrar el punto óptimo en donde la energía en el primario sea transferida por completo al secundario al mismo tiempo en el que la corriente exigida a la fuente sea la mínima, así por aproximaciones sucesivas al evaluar la tensión de salida del secundario y al verificar la tensión máxima en 120V se encontró este punto de estado óptimo en 8KHz.

2.3.1.2 *Diseño del Transformador.*

El transformador es el principal elemento de la fuente Flyback ya que este aísla el circuito y permite la elevación del voltaje gracias al ciclo de trabajo empleado en la conmutación.

El transformador está formado por un núcleo lineal de chapas en E de acero al silicio, las cuales permiten que exista un flujo magnético común para los dos bobinados los cuales se enlazan magnéticamente gracias al flujo a través del núcleo.

- Permeabilidad magnética relativa del Transformador

Una de las razones por las cuales se escogió un transformador con núcleo de acero al silicio fue su baja frecuencia de trabajo, bajas frecuencias significan mayores corrientes a través del transformador, por lo que su valor inductivo aumenta en comparación con los transformadores de ferrita. Los núcleos de acero al silicio proporcionan al transformador un alto valor inductivo debido a sus altos valores de permeabilidad magnética relativa propios del material. Debido a esto fue importante determinar experimentalmente el valor de la permeabilidad magnética relativa del transformador utilizado.

La prueba realizada se basó en un circuito RL serie al cual se alimentó con una onda sinusoidal desde un generador de señales, y visualizando las señales de tensión sobre la carga R y la carga L, en nuestro caso el transformador, ante distintas frecuencias de oscilación se determinó la reactancia inductiva del transformador para el momento en el que ambas señales de tensión tuviesen iguales amplitudes, todo esto para los casos con y sin núcleo en el transformador. Las **Figura 5-1** y **Figura 6-1** muestran los valores de frecuencias en donde las impedancias de ambas cargas se igualan:

Obtenida la frecuencia para cada caso, y tomando como reactancia inductiva el valor resistivo de R, el valor de inductancia equivalente resulta de la ecuación siguiente:

$$x_L = 2\pi fL$$
$$L = \frac{x_L}{2\pi f}$$

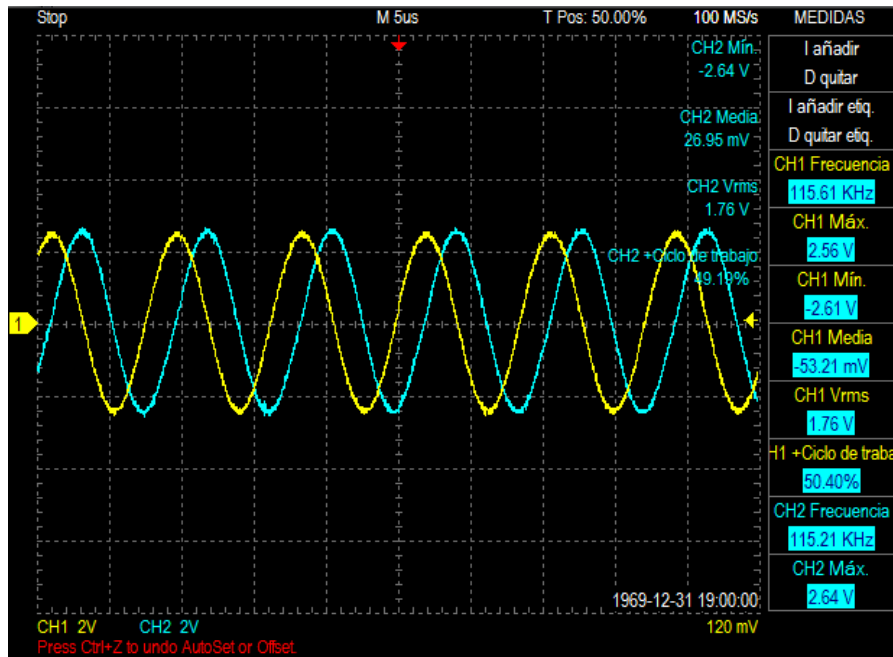


Figura 5-2: Ondas de tensión, circuito RL sin núcleo.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

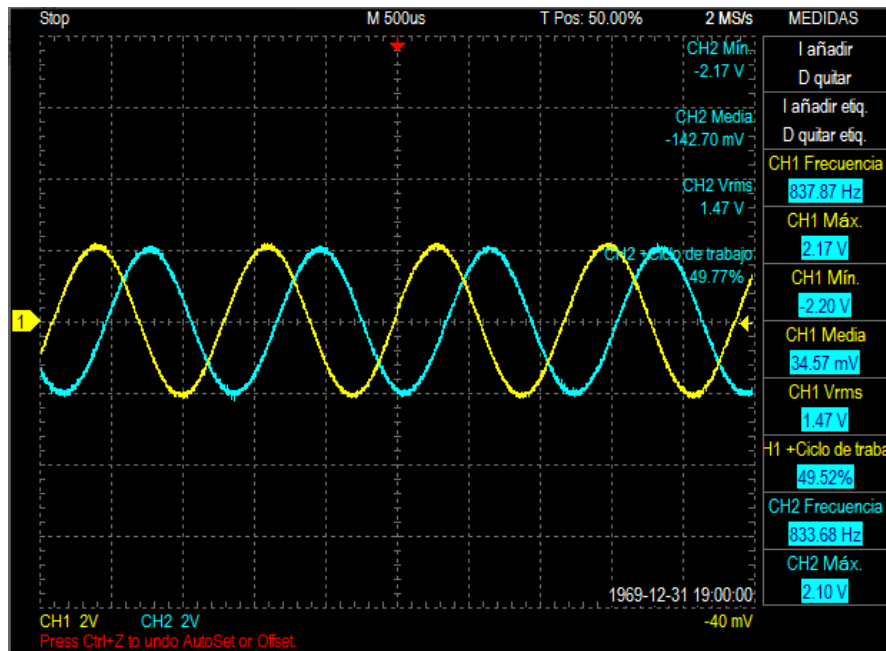


Figura 6-2: Ondas de tensión, circuito RL con núcleo.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El valor de L para el caso del transformador sin núcleo resultó ser:

$$L_{SN} = \frac{1000}{2\pi(115.6 \times 10^3)}$$

$$L_{SN} = 1.38mH$$

El valor de L para el caso del transformador con núcleo resultó ser:

$$L_{CN} = \frac{1000}{2\pi(837.87)}$$

$$L_{CN} = 198.95mH$$

En base a la **Ecuación 27-1**, la cual describe el valor inductivo de un solenoide en términos de la permeabilidad magnética del material, dividiendo los valores inductivos en ambos casos se tiene:

$$\frac{L_{CN}}{L_{SN}} = \frac{198.95mH}{1.38mH} = \frac{\frac{\mu_0 \mu_r N^2 A}{l}}{\frac{\mu_0 N^2 A}{l}}$$

$$\mu_r = 144.17$$

El valor de permeabilidad magnética relativa obtenida para el transformador se encuentra dentro de los valores esperados para un transformador con núcleo de acero al silicio, lo que se evidencia en el valor inductivo del mismo cuando se utiliza el núcleo, el cual es 144 veces mayor que el transformador sin núcleo.

- Diseño.

El transformador se estableció con una relación de 1 a 20, y al ser el voltaje de entrada $V_S = 12V$, y en base a la **Ecuación 15-1** el voltaje teórico máximo de salida es de $V_o = 240V$. Con esto se consiguió que el ciclo de trabajo para establecer la tensión de salida deseada en $V_o = 120V$ no supere el 50%, con lo que se asegura que el convertidor trabaje por debajo de sus valores límites.

Para seleccionar el calibre de los bobinados partimos de la corriente que va a circular por cada uno de ellos para luego aumentar estos valores en un 80%.

Según la **Figura 4-2** La corriente del bobinado primario será la corriente de I_{Lm} , se calcula la misma a partir de la **Ecuación 10-1** siendo esta:

$$I_{Lm} = 10A$$

La corriente en el bobinado secundario es igual a la corriente que actúa en el diodo según la **Ecuación 5-1**.

$$i_D = 0.666$$

Con estos valores de corriente y refiriéndonos a la **Tabla 2-2** siguiente se hizo la selección del calibre:

Tabla 2-2: Tabla de AWG según el amperaje.

Sección AWG	Sección mm2	Corriente (A)
16	1.5	10
14	2.08	15
12	4	20
10	6	30
8	10	40
6	16	55

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018

Fuente:(Conelsa,2015)

Es importante recordar que el modelo real del transformador incluía la inductancia magnetizante por ende el diseño de esta inductancia es parte del diseño del transformador, el cual tiene la función de transferir energía y aislar los circuitos, así como almacenar la energía para transferirla después .

Para una fuente Flyback la inductancia se calcula como en la **Ecuación 13-1**.

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

$$(L_m)_{min} = \frac{(1 - 0.333)^2 * 360 \left(\frac{15}{300}\right)^2}{2(8000)}$$

$$(L_m)_{min} = 25.025 \mu H$$

Siendo esta la inductancia mínima magnetizante para que el transformador trabaje en régimen permanente.

Partiendo de la **Ecuación 4-1** se tiene que en la fuente Flyback el ciclo de trabajo es:

$$V_o = V_s \frac{D}{1 - D} \frac{N_2}{N_1}$$

$$V_o N_2 * (1 - D) = V_s D N_1$$

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

$$D = \frac{120 * 15}{12 * 300 + 120 * 15}$$

$$D = 0.333$$

Partiendo de la igualdad de transferencia de potencia obtendremos:

$$P_s = P_o$$

$$P_o = 40w$$

$$40w = \frac{V_o^2}{R}$$

$$R = \frac{V_o^2}{40w}$$

$$R = \frac{120^2}{40W} = 360ohms$$

A partir de esta igualdad de potencias se reemplaza la **Ecuación 9-1** para calcular la corriente media medida en la inductancia magnetizante:

$$i_{L_{m_s}} = \frac{V_o^2}{DRV_s}$$

$$i_{L_{m_s}} = \frac{120^2}{0.333 * 360 * 12}$$

$$i_{L_{m_s}} = 10A$$

Siguiendo con este desarrollo y partiendo de la igualdad de potencias se tiene la relación de la corriente media en la fuente en función de la corriente media de la inductancia magnetizante:

$$I_s = \frac{(i_{L_{m_s}})DT}{T}$$

$$I_s = (i_{L_{m_s}})D$$

$$I_s = (10)0.333$$

$$I_s = 3.33A$$

2.3.1.3 Dimensionamiento y selección del diodo.

La selección del diodo a utilizar viene dado por la corriente RMS que tiene que soportar dentro del circuito, y es igual a la corriente RMS en el devanado secundario en el lapso de tiempo para el que el diodo esta polarizado directamente y viene dada por la **Ecuación 1-2**:

Ecuación 1-2: Corriente RMS del diodo en la fuente Flyback.

$$I_{DRMS} = \sqrt{(1-D) \left[\left(\frac{N_1}{N_2} I_{Lm} \right)^2 + \left(\frac{N_1}{N_2} \frac{\Delta I_{Lm}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]}$$

$$I_{DRMS} = \sqrt{(1-0.333) \left[\left(\frac{15}{300} 10 \right)^2 + \left(\frac{15}{300} \frac{0.1665}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]}$$

$$I_{DRMS} = 0.408A$$

La tensión que el diodo tiene que soportar en polarización inversa, se presenta cuando el interruptor está cerrado, y está dado por la siguiente ecuación:

Ecuación 2-2: Voltaje del diodo de la fuente Flyback.

$$V_D = -V_o - V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) < 0$$

$$V_D = 120 + 240$$

$$V_D = 360V$$

Con los valores obtenidos y sabiendo que para nuestro caso el diodo debe de cumplir con una alta velocidad de recuperación al tener que conmutar a una frecuencia de 8000KHz se escogió el diodo FR207, el cual es de recuperación rápida con una tensión de polarización en inversa de 1000V y 2 amperios de corriente directa.

2.3.1.4 Dimensionamiento y selección del elemento de conmutación.

A partir de la **Ecuación 6-1**: Voltaje en el interruptor cuando el interruptor está abierto. se tiene la ecuación de tensión del interruptor cuando este está abierto, esto servirá para la selección del transistor de potencia.

$$V_{sw} = V_s - V_1 = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

$$V_{sw} = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right)$$

$$V_{sw} = 12 + 120 \left(\frac{15}{150} \right)$$

$$V_{sw} = 24V$$

A partir de la **Ecuación 3-2** se obtiene el valor de la corriente RMS que tiene que soportar el elemento de conmutación, como se muestra a continuación:

Ecuación 3-2: Corriente RMS del interruptor.

$$I_{QRMS} = \sqrt{D \left[(I_{Lm})^2 + \left(\frac{\Delta I_{Lm}}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]}$$

$$I_{DRMS} = \sqrt{0.333 \left[10^2 + \left(\frac{0.1665}{2\sqrt{3}} \right)^2 \right]}$$

$$I_{DRMS} = 5.77A$$

Con los valores encontrados de tensión y corriente y sabiendo que el elemento de conmutación debe satisfacer la velocidad de conmutación del convertidor, se escogió un Mosfet IRFZ48N el cual posee una tensión de 60V y una corriente Drain-Source de 50 A por lo cual cumple ampliamente con las especificaciones requeridas.

2.3.1.5 Dimensionamiento y selección del capacitor.

La tensión en los terminales del capacitor es del mismo valor que el de la salida del convertidor, pero para su selección se debe tener en cuenta un valor extra de tensión igual o mayor al 50% de su valor, por lo que se vio conveniente escoger un capacitor con una tensión de 240V.

Ya que como objetivo del convertidor se estableció un rizo de tensión igual o menor al 1%, según la **Ecuación 14-1** el valor de la capacitancia para el capacitor se fijó en:

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

$$C = \frac{0.5}{(360)(0.01)(8000)}$$

$$C = 17.36\mu F$$

Se encontró en el mercado un capacitor comercial de 220u y 440v lo que afectaría en el porcentaje de rizo con una mejora.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{0.5}{360 * 220\mu * 8k} = 0.0008$$

2.3.2 Dimensionamiento de la resistencia Shunt para visualización de corriente.

Una resistencia shunt se puede construir con un alambre de hierro dulce el cual presenta una pequeña caída de voltaje así como también una resistencia muy casi despreciable, para poder determinar la resistencia que tiene un cable de longitud l se debe establecer la relación que existe entre la tensión que cae sobre este y la corriente que circula por el mismo. Para esto se utilizará el método indirecto de calibración descrito en el capítulo 1 **sección 1.11.1**.

Para la construcción de la shunt, fue necesario obtener la relación que existe entre el la longitud y su resistencia, para lo cual de forma experimental y con el método indirecto de calibración descrito, se obtuvo una tabla de relación voltaje-corriente, donde se utilizó alambre de 320 cm de longitud, lo suficientemente largo para soportar la corriente a través de él y evitar que se rompa por sobre calentamiento. Como fuente de corriente se utilizó una máquina de soldar la cual proporcionó corrientes desde de 10 A. La **Tabla 3-2** muestra los valores medidos en nuestro experimento.

Tabla 3-2: Valores de corriente y tensión obtenidos en el experimento.

I [A]	V [mV]	I [A]	V [mV]
10.18	32.3	10.91	30
10.5	31.9	10.87	30.1
10.6	32.6	10.89	31.1
10.65	32.4	10.87	31.5
10.72	31.8	10.83	30.4
10.80	31.8	10.86	31.6
10.84	31.7	10.84	31.5
10.9	31.9	10.83	31

I [A]	V [mV]	I [A]	V [mV]
10.96	31.11	10.81	30.6
11.01	32.3	10.81	31.8
11	32.8	10.81	30
11.01	31.8	10.83	30.3
10.98	31.5	10.8	29.8
10.96	31.4	10.81	30.9
10.94	31.6	10.80	30.4
10.93	31.4	10.75	31.3

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Cuyo valor promedio de ambos sirvieron para el resto de cálculos:

$$I_p = 10.7988$$

$$V_p = 31.1097$$

Para obtener la relación plantearemos la siguiente relación de la ley de ohm:

$$V = I * R$$

$$R = \frac{V_p}{I_p} = 2.8796\Omega$$

Obtenido el valor de la resistencia se pudo establecer la relación entre la resistividad y el área y la longitud de acuerdo a la ley de Pouillet:

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

Dónde:

L es la longitud del cable.

S es el área transversal.

ρ Es el coeficiente de resistividad.

Para los fines se puede remplazar la relación entre el coeficiente de resistividad y el área transversal por una variable k .

$$\frac{\rho}{S} = k$$

$$R = k * L$$

$$k = \frac{R}{L}$$

$$k = \frac{2.8796\Omega}{312cm}$$

$$k = 0.00922$$

Donde se puede obtener la relación entre la resistencia y la longitud del cable para determinar un valor de longitud de acuerdo a los requerimientos:

$$V = 500mV$$

$$I = 10A$$

$$Lx = \frac{V}{(I * k)}$$

$$Lx = 5.42cm$$

Partiendo de esta longitud se construyó una resistencia shunt de dos filamentos de alambre, con el objetivo de mejorar el manejo de corriente en el cable pero recordando que su resistencia se divide por 2 al estar en paralelo, y se procedió a realizar la prueba de calibración de la misma manera que en la anterior para comprobar sus lecturas obteniendo la tabla como se muestra a continuación:

Tabla 4-2: Valores de corriente y tensión obtenidos en el experimento.

I [A]	V [mV]	I [A]	V [mV]
5,5	38	5,01	35,6
5,43	38	5	35,6
5,4	38	4,99	35,5
5,31	37	4,98	35,4
5,26	37	4,97	35,4
15,22	37	4,96	35,3
5,19	36	4,95	35,2
5,16	36	4,93	35,1
5,09	36,1	4,92	35,1
5,07	36	4,91	35
5,05	35,9	4,9	34,9
5,04	35,8	4,89	34,9
5,03	35,8	4,88	34,9
5,02	35,7	4,87	34,8

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

De igual manera se calcula el promedio para hallar la resistencia:

$$Ip = 5.06892A$$

$$Vp = 0.03589V$$

$$R = \frac{Vp}{Ip} = 0.007078\Omega$$

Siendo el valor de resistividad

$$\frac{\rho}{7.08821e - 07} = 0.130608$$

$$\rho = 9.257836e - 08[\Omega. m]$$

El factor de conversión tensión-corriente viene dado por la siguiente ecuación:

$$I = \frac{V}{R} = V * \frac{1}{R}$$

$$K = \frac{1}{R} = \frac{1}{0.007078} = 141.2629$$

Ecuación 4-2: Relación de corriente y voltaje en la medición de la Shunt.

$$I = V * K$$

Por lo que al multiplicar el valor de voltaje medido en mili voltios por el factor k obtendremos directamente la corriente que circula por el circuito.

2.3.3 Sistema Lazo abierto.

La planta reacciona a la entrada PWM con la cual se conmuta el Mosfet del circuito del primer devanado del transformador. Este PWM es fijo en frecuencia pero su ciclo de trabajo cambia por lo que se necesita un circuito que sea capaz de realizar esta acción. Generalmente esta conmutación se lo realiza por microcontrolador o por electrónica analógica con un circuito de comparación.

El circuito a diseñarse tiene que contar cuenta con dos etapas, el control de disparo, y el opto acoplamiento del mismo.

2.3.3.1 El control de disparo (Driver).

El Driver a diseñarse tendrá la función de disparar el mosfet de la fuente Flyback para lo cual se parte de la comparación de un diente de sierra, que será la señal que nos de la frecuencia de disparo, con un voltaje de referencia, esta comparación servirá para variar el ciclo de trabajo de la PWM.

2.3.3.1.1 Circuito de comparación.

Compara dos señales, esta comparación generara un tren de pulsos de frecuencia constante y de ciclo de trabajo variable, en este caso el diente de sierra de 6 v de amplitud con una referencia, para los fines esta referencia tiene que ser una referencia manual para apreciar el comportamiento de la planta a la variación del ciclo de trabajo del PWM que se genera de la comparación.

2.3.3.1.2 Diente de sierra.

El circuito diseñado para generar la señal diente de sierra utilizada en el comparador no inversor en el que se genera a su vez la señal PWM hacia el Gate de los Mosfets en el convertidor Flyback se muestra en la **Figura 7-2**. Las características de la señal para las cuales se diseñó el circuito, se presentan en la siguiente tabla:

Tabla 5-2: Especificaciones Diente de Sierra.

Parámetros	Valor
------------	-------

Vmax	6V
Vmin	0
f	8kHz

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El circuito integrado 555 fue configurado para trabajar como multivibrador astable y ajustado para oscilar a 8KHz, frecuencia necesaria para obtener la tensión deseada a la salida del convertidor. La señal diente de sierra se toma de la carga y descarga del capacitor C3 cuya carga se consigue a través de la fuente de corriente que es el circuito conformado por el transistor Q4. La corriente necesaria para cargar el capacitor a la frecuencia indicada se halla con la siguiente expresión:

$$V_0 = \frac{i * T}{C}$$

$$i = V_0 * C * f$$

$$i = 6 * 1 \times 10^{-9} * 8000$$

$$i = 48 \mu A$$

El valor del potenciómetro para el cual se genera la corriente necesaria para la frecuencia deseada se encuentra con el siguiente análisis:

$$-V_9 + V_{R1} + V_{RV2} + V_{EB} + V_{R5} = 0$$

$$-9 + i_E R_1 + i_E R_{V2} + 0.7 + (9 - 2.1) = 0$$

$$R_{V2} = \frac{1.4 - 48 \times 10^{-6} * 1000}{48 \times 10^{-6}}$$

$$R_{V2} = 30166.67 \Omega$$

La carga y descarga del capacitor C3 dentro de los límites de tensión deseados se consigue a través de la configuración del oscilador 555. Su terminal 6 se carga hasta 2/3 de Vcc a través del capacitor C3 mientras que el terminal 2 permanece en 9 voltios debido al estado de corte en el que se encuentra el transistor Q1, con estos valores el integrado 555 se encuentra en el estado de memoria con su salida en el terminal 3 en alto y su terminal 7 abierto. Cuando el capacitor C3 supere ligeramente el valor de 2/3 de Vcc, la salida en el terminal 3 pasará automáticamente a su estado bajo y su terminal 7 se irá a tierra, saturando el transistor Q3 y descargando C3 instantáneamente, por otro lado el terminal 2 tendrá un valor de tensión de 0 voltios al entrar Q1 en su estado de saturación por el cambio en la salida del oscilador, estas 2 acciones en los terminales 2 y 6 llevan al oscilador a su estado de carga y memoria nuevamente, generando así la señal diente de sierra en C3 dentro de los límites de tensión deseados.

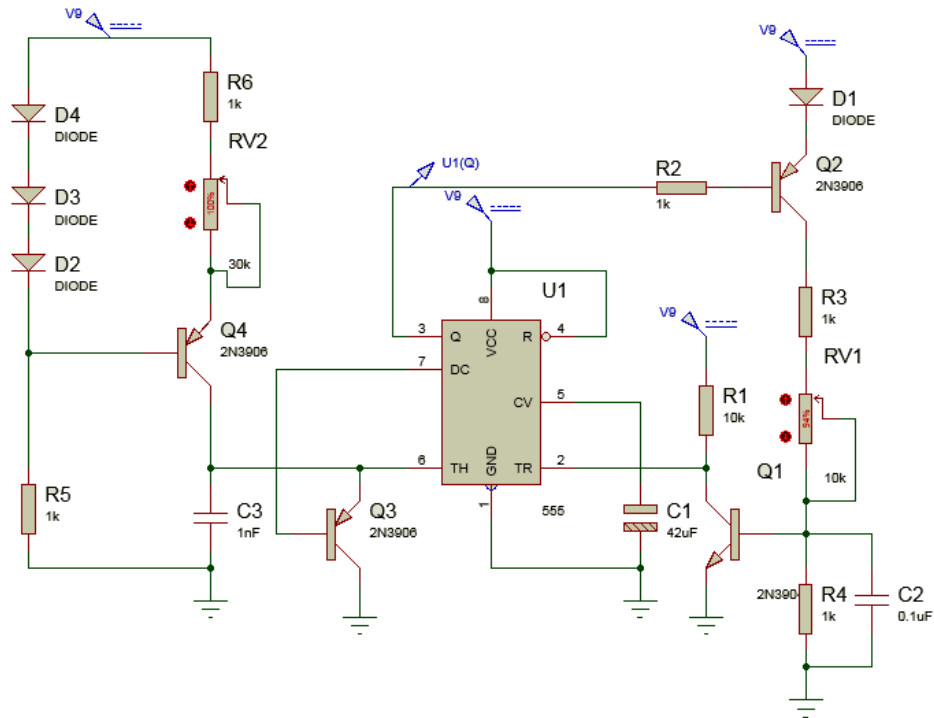


Figura 7-2: Circuito generador Diente de sierra.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

El tiempo que el oscilador permanece con su salida en estado bajo, descargando así a C3, depende enteramente de cuanto tarde el terminal 2 en llegar por debajo de $1/3$ de V_{cc} , por tanto, mientras mayor sea la corriente de carga del capacitor C2 menor será el tiempo que le tome al transistor Q1 en pasar al estado de saturación. Esta corriente viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}
 -V_9 + V_D + V_{R3} + V_{RV1} + V_{R4} &= 0 \\
 -9 + 0.7 + 2 * 1000i_c + i_c R_{V1} &= 0 \\
 i_c &= \frac{8.3}{2000 + R_{V1}}
 \end{aligned}$$

Se puede apreciar en la expresión resultante de la corriente de colector de Q2 que mientras menor sea el valor del potenciómetro R_{V1} mayor será la rapidez de carga del capacitor C2, por tanto en la práctica se estableció R_{V1} en el punto exacto para el cual la carga del capacitor en C3 empieza instantáneamente después de su caída.

2.3.3.1.3 Circuito Referencia Manual.

El circuito que genera la señal de referencia manual para luego ser comparada con la señal diente de sierra y generar así la señal de disparo para el control en lazo abierto del convertidor Flyback se muestra en la **Figura 8-2**. Las especificaciones de la señal de salida del circuito se muestran en la **Tabla 6-2**.

Tabla 6-2: Especificaciones Referencia Manual

Parámetros	Valor
V_{oMax}	4V
V_{oMin}	-0.7V

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

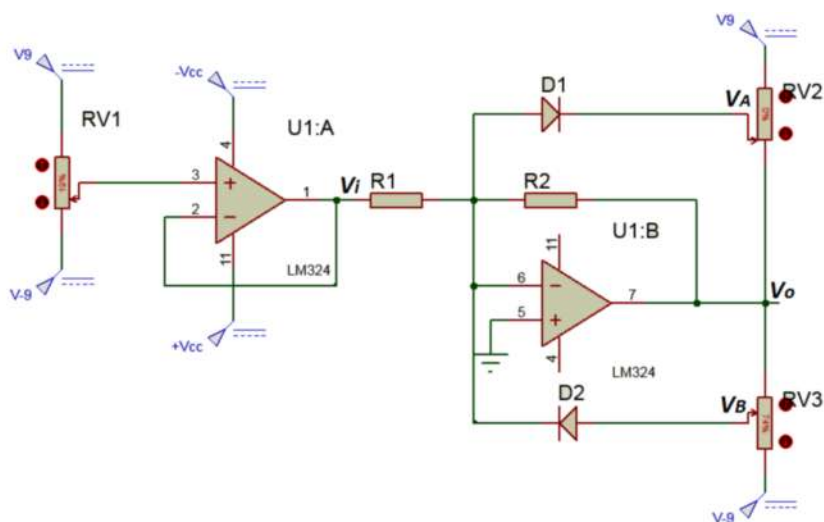


Figura 8-2: Circuito referencia manual con limitación de amplitud.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

La primera etapa del circuito corresponde a un amplificador en configuración seguidor de tensión al que se ingresó la señal de tensión de entrada con un rango de 9 a -9 voltios a través de un divisor de tensión compuesto por RV1. La segunda etapa está compuesta por un inversor de tensión con limitación de amplitud a la salida. Los valores resistivos de R1 y R2 se escogieron para ser iguales y muy mayores con respecto de Rv2 y Rv3 según el análisis de la sección análisis del inversor en la *sección 1.9.6.2* del capítulo 1.

Para limitar el rango de la señal de referencia en la salida del circuito al especificado en la **Tabla 6-2** los valores resistivos para los potenciómetros Rv2 y Rv3 se escogieron según la **Ecuación 39-1** y la **Ecuación 40-1** detalla en la *sección 1.9.6.2* del capítulo 1, de la siguiente manera:

Para $V_{oMax} = 4V$.

$$R_{V2'} = \frac{R_{V2}(\lambda V_i - V_{D1})}{V_i(1 + \lambda)}$$
$$R_{V2'} = \frac{10 \times 10^3 \left(\frac{4}{9} \times 9 - 0.7\right)}{9 \left(1 + \frac{4}{9}\right)}$$
$$R_{V2'} = 2538 \Omega$$

Para $V_{oMin} = -0.7V$

El diagrama de bloques del sistema del lazo abierto se puede representar como en la **Figura 10-2**, donde la entrada de la planta será el control del disparo de los mosfet que viene de la comparación de una referencia manual y el diente de sierra.

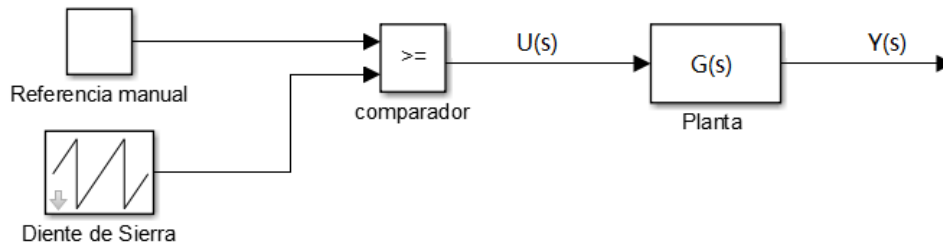


Figura 10-2: Sistema en Lazo abierto.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

2.3.4 Sistema Lazo cerrado

El análisis a la respuesta al escalón unitario de una planta, puede ayudar a determinar los parámetros que se involucran en su funcionamiento como se menciona en el capítulo anterior en la **sección 1.9.4**, trazando la recta tangente en el punto de inflexión, se generan dos intersecciones las cuales sirven para determinar los parámetros de L, T y a. Para lo cual se debe analizar la curva de reacción del sistema ante la entrada de un escalón unitario.

La planta a la cual aplicaremos control es la fuente Flayback, teniendo ya un funcionamiento de la planta en lazo abierto se desea realizar el control en lazo cerrado para lo cual se analiza el funcionamiento de la planta ante la entrada de un escalón unitario, lo que permite estudiar su curva de reacción para hallar una expresión matemática que se aproxime al funcionamiento de la planta. Para poder analizar la respuesta ante el escalón unitario hay que partir del desarrollo de un oscilador cuya frecuencia tiene que ser al menos 100 veces menor que la frecuencia de trabajo de la fuente, y con un ciclo de trabajo de 50%.

2.3.4.1 Diseño de un circuito para la evaluaciones sistema y tiempos de operación.

Se pretende realizar un circuito que se encargue de mandar un tren de pulsos de 50% de ciclo de trabajo y cuya frecuencia permita observar la estabilización del sistema. El circuito tiene que cumplir con características similares al de la **Figura 11-2**, en la cual tenemos en la señal celeste representa al pulso del oscilador, la señal amarilla representa, la respuesta del controlador en lazo abierto, y la señal morada representa el funcionamiento del sistema en lazo abierto con la entrada de un tren de pulsos.

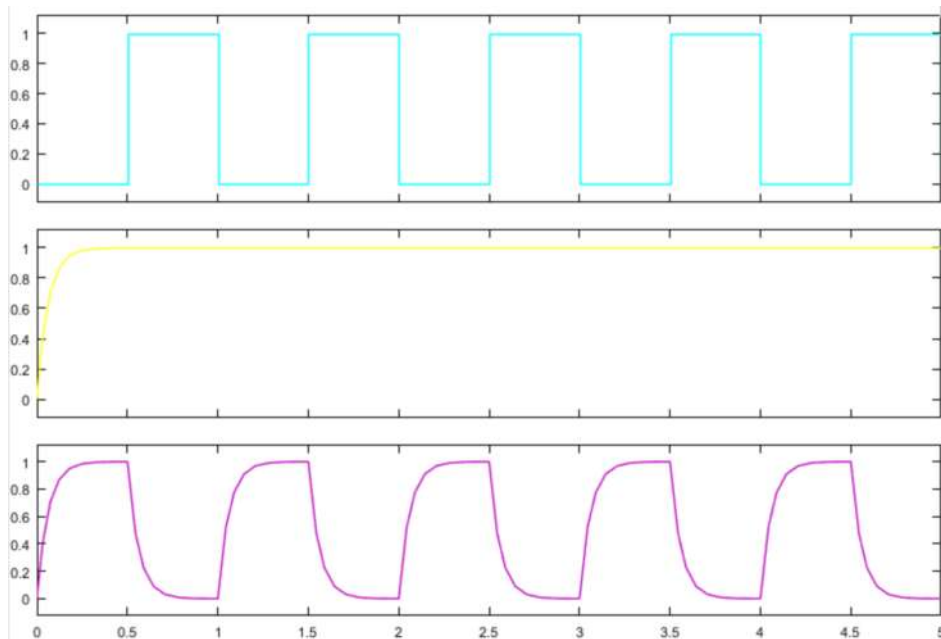


Figura 11-2: Funcionamiento deseado del sistema ante el tren de pulsos del evaluador del sistema.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para lograr este funcionamiento del sistema, se parte del diseño de un oscilador con un integrado 555 en configuración astable, para que el ciclo de trabajo sea 50% se necesita colocar un diodo en paralelo a la resistencia R2, de esta manera el tiempo de carga del capacitor a través de la resistencia R1 es igual al tiempo de descarga a través de la resistencia R2.

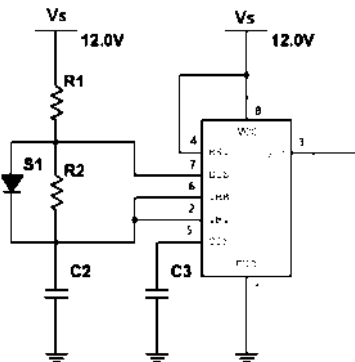


Figura 12-2: Oscilador astable 50% ciclo de trabajo.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para hallar los tiempos de carga y descarga se analiza el circuito.

2.3.4.1.1 Determinando el tiempo en alto mediante superposición.

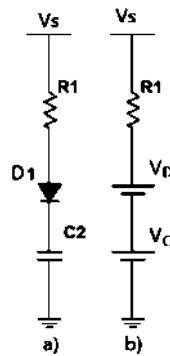


Figura 13-2: a) circuito para el Th del Oscilador. b) circuito equivalente para el análisis de Th.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Donde la corriente que circula en este ramal es:

Ecuación 5-2: corriente en el Capacitor C2 para tiempo en alto.

$$I_c = \frac{V_s - (V_D + V_C)}{R_1}$$

Resolviendo la **Ecuación 5-2:** corriente en el Capacitor C2 para tiempo en alto. para la corriente por diagramas de bloques.

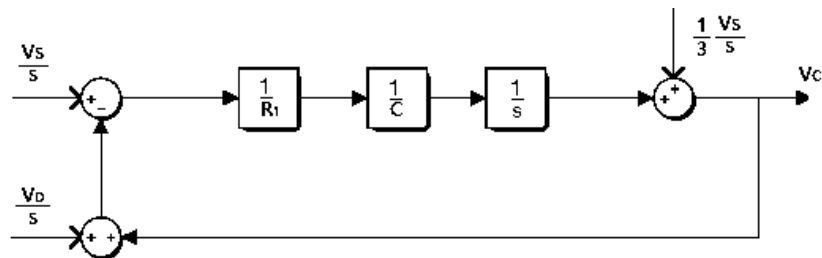


Figura 14-2: Diagrama de bloques del voltaje del capacitor.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

- Análisis V_C par la fuente.

$$V_C(s) = \frac{V_s}{s} * \frac{\frac{1}{R_1 C_2 s}}{1 + \frac{1}{R_1 C_2 s}}$$

$$= \frac{V_s}{s} * \frac{1}{R_1 C_2 s + 1} = \frac{V_s}{R_1 C_2} * \frac{1}{s(s + \frac{1}{R_1 C_2})}$$

$$\frac{1}{s(s + \frac{1}{\tau_C})} = \frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{1}{\tau_C}}$$

$$\frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)} = A + \frac{Bs}{s + \frac{1}{\tau_c}} \quad s=0$$

$$A = \tau_c$$

$$\frac{1}{s} = \frac{A\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)}{s} + B \quad s = -\frac{1}{\tau_c}$$

$$B = -\tau_c$$

Remplazamos las variables de las fracciones parciales.

$$\frac{1}{s\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)} = \frac{\tau_c}{s} - \frac{\tau_c}{s + \frac{1}{\tau_c}}$$

$$V_c(s) = \frac{V_s}{R_1 C_2} * \frac{1}{s\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)} = \frac{V_s}{\tau_c} * \tau_c \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)} \right)$$

$$V_c(s) = V_s \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)} \right)$$

Ecuación 6-2: Voltaje del capacitor para la fuente de alimentación.

$$V_c(t) = \left[V_s \left(1 - e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t)$$

- V_c para la tensión del diodo.

$$V_c(s) = \frac{V_D}{s} * \frac{(-1) \frac{1}{R_1 C_2 s}}{1 - \left((-1) \frac{1}{R_1 C_2 s} \right)}$$

$$= -\frac{V_D}{s} * \frac{1}{R_1 C_2 s + 1}$$

$$V_c(s) = -\frac{V_D}{\tau_c} * \frac{1}{s\left(s + \frac{1}{\tau_c}\right)}$$

Siendo el mismo análisis que para el voltaje de la fuente solo que con signo opuesto.

Ecuación 7-2: Voltaje del capacitor para la tensión del diodo.

$$V_c(t) = \left[-V_D \left(1 - e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t)$$

- V_c para la condición inicial de $\frac{1}{3}V_s$

$$V_c(s) = \frac{1}{3} \frac{V_s}{s} * \frac{\frac{1}{R_1 C_2 s}}{1 - \left((-1) \frac{1}{R_1 C_2 s} \right)}$$

$$= \frac{1}{3} \frac{V_s}{s} * \frac{1}{1 + \frac{1}{\tau_c}} = \frac{1}{3} \frac{V_s}{s} * \frac{\tau_c s}{\tau_c s + 1}$$

$$= \frac{1}{3} \frac{V_s}{\tau_c} * \frac{\tau_c s}{s \left(s + \frac{1}{\tau_c} \right)}$$

$$V_c(s) = \frac{1}{3} V_s * \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_c} \right)}$$

Ecuación 8-2: Voltaje del capacitor para la condición inicial 1/3 de la fuente de alimentación.

$$V_c(t) = \left[\frac{1}{3} V_s \left(e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t)$$

Empleando superposición para el resultado final se suman las **Ecuación 6-2**, **Ecuación 7-2**, **Ecuación 8-2**.

$$V_c(t) = \left[V_s \left(1 - e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t) + \left[-V_D \left(1 - e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t) + \left[\frac{1}{3} V_s \left(e^{-t/\tau_c} \right) \right] * 1(t)$$

Ecuación 9-2: Voltaje del capacitor.

$$V_c(t) = \left[(V_s - V_D) - \left(V_s - V_D - \frac{1}{3} V_s \right) e^{-t/\tau_c} \right] * 1(t)$$

Determinando el tiempo en alto a partir de la **Ecuación 9-2** y sabiendo que el voltaje del tiempo en alto será 2/3 de V_s .

$$V_c(T_H) = \frac{2}{3} V_s$$

$$\frac{2}{3} V_s = \left[(V_s - V_D) - \left(V_s - V_D - \frac{1}{3} V_s \right) e^{-T_H/\tau_c} \right]$$

$$V_s - V_D - \frac{2}{3} V_s = \left(V_s - V_D - \frac{1}{3} V_s \right) e^{-T_H/\tau_c}$$

$$e^{-T_H/\tau_c} = \frac{\left(V_s - V_D - \frac{2V_s}{3} \right)}{V_s - V_D - \frac{1}{3} V_s}$$

$$e^{-T_H/\tau_c} = \frac{\left(\frac{1V_s}{3} - V_D \right)}{\frac{2}{3} V_s - V_D}$$

$$-T_H/\tau_c = \ln \left(\frac{(V_s - 3V_D)}{2V_s - 3V_D} \right)$$

Ecuación 10-2: Tiempo en alto del circuito de oscilación.

$$T_H = R_1 C_2 * \ln \left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)} \right)$$

2.3.4.1.2 Determinando el tiempo en bajo

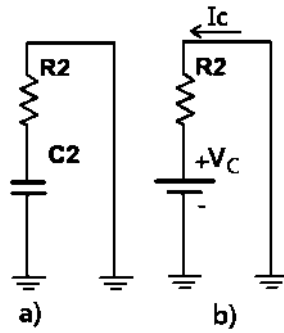


Figura 15-2: a) circuito para el TL del Oscilador. b) circuito equivalente para el análisis de TL.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

La corriente que circula por el circuito es:

Ecuación 11-2: Corriente del circuito TL.

$$I_c = -\frac{V_c}{R_2}$$

De igual manera que el caso anterior se analiza por bloques para hallar el voltaje V_c a partir de la **Ecuación 11-2**.

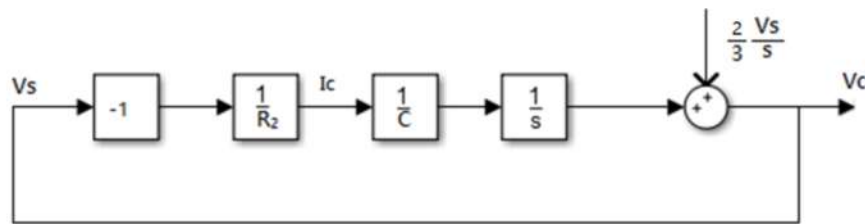


Figura 16-2: Diagrama de bloques del voltaje del capacitor para TL.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

- Análisis para la fuente $2/3 V_s$

$$\begin{aligned} V_c(s) &= \frac{2 V_s}{3 s} * \frac{1}{1 - \left((-1) \frac{1}{R_2 C_2 s} \right)} \\ &= \frac{2 V_s}{3 s} * \frac{\tau_D s}{(\tau_D s + 1)} \\ &= \frac{2 V_s}{3 \tau_c} * \frac{\tau_D s}{\tau_D \left(s + \frac{1}{\tau_D} \right)} \\ V_c(s) &= \frac{2}{3} V_s * \frac{1}{\left(s + \frac{1}{\tau_D} \right)} \end{aligned}$$

Ecuación 12-2: Voltaje del capacitor para el análisis del tiempo en bajo.

$$V_c(t) = \left[\frac{2}{3} V_s \left(e^{-t/\tau_D} \right) \right] * 1(t)$$

Determinando el tiempo en bajo:

$$V_c(T_L) = \frac{1}{3} V_s$$

$$\frac{1}{3} V_s = \left[\frac{2}{3} V_s \left(e^{-T_L/\tau_D} \right) \right]$$

$$e^{-T_L/\tau_D} = \frac{1}{2}$$

$$-T_L/\tau_D = \ln\left(\frac{1}{2}\right)$$

Ecuación 13-2: Tiempo en bajo del oscilador.

$$T_L = R_2 C_2 * \ln(2)$$

Para el diseño del oscilador se desea que la frecuencia de operación sea al menos 100 menor que la frecuencia de trabajo de la fuente conmutada.

Sabemos que el $T_{eval} = nT_o$, siendo, T_o el periodo de la fuente, T_{eval} el periodo del oscilador.

$$T_{eval} = T_H + T_L$$

$$nT_o = T_H + T_L$$

$$n \frac{1}{f_o} = T_H + T_L$$

Se reemplaza la formula con la **Ecuación 10-2** y la **Ecuación 13-2**.

$$R_1 C_2 * \ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right) + R_2 C_2 * \ln(2) = n \frac{1}{f_o}$$

Para que el ciclo de trabajo sea del 50% el tiempo de subida y el tiempo de bajada tienen que ser iguales $T_H = T_L$ y se puede decir que $R_1 = AR_2$

Ecuación 14-2: Igualdad de tiempo en alto y bajo.

$$R_1 C_2 * \ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right) = R_2 C_2 * \ln(2)$$

De la **Ecuación 14-2** se despeja la resistencia R1 para hallar su relación con la resistencia R2

$$R_1 = R_2 \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right)}$$

Ecuación 15-2: Relación de proporcionalidad de la resistencia de carga y descarga.

$$A = \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right)}$$

$$\left(R_2 \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right)} \right) C_2 * \ln\left(\frac{2V_s - 3V_D}{(V_s - 3V_D)}\right) + R_2 C_2 * \ln(2) = n \frac{1}{f_o}$$

$$R_2 \ln(2) C_2 * + R_2 C_2 * \ln(2) = n \frac{1}{f_o}$$

$$2R_2 C_2 * \ln(2) = n \frac{1}{f_o}$$

$$R_2 C_2 * \ln(4) = n \frac{1}{f_o}$$

Escogemos un capacitor de valor comercial para hallar el valor de las resistencias que se necesitan para el oscilador.

$$C_2 = 0.1\mu$$

$$R_2 = \frac{n \frac{1}{f_o}}{\ln(4) * 0.1\mu}$$

Queremos que la frecuencia sea de al menos 100 veces menor que la frecuencia de la fuente.

$$R_2 = \frac{100 \frac{1}{8kHz}}{\ln(4) * 0.1\mu}$$

$$R_2 = 901,68k\Omega$$

$$R_1 = 901,68k\Omega \frac{\ln(2)}{\ln\left(\frac{2 * 12 - 3(0.7)}{(12 - 3 * 0.7)}\right)}$$

$$R_1 = 78.720k\Omega$$

Con los valores de R_1, R_2, C_2 se obtiene el circuito de oscilación, que cumpla los requerimientos para nuestros fines.

El circuito final queda como se muestra en la **Figura 17-2**, se observa que la salida del pin 3 del oscilador 555 está conectado a la base de un transistor Q_1 a través de una resistencia de $1K\Omega$, la base también cuenta con un interruptor conectado a tierra el cual tiene la función de controlar el funcionamiento del transistor cuyo colector abierto ira conectado a la salida de comparación del circuito de disparo del mosfet de potencia.

Cuando el interruptor esté cerrado la base del transistor, sin importar la salida de pin 3 del 555, está directamente conectado a tierra por lo que el transistor está abierto al no recibir corriente de excitación, existiendo de esta manera disparos continuos en el circuito de control del mosfet de potencia.

Por el otro caso cuando el interruptor está abierto, cuando el pulso del pin 3 del 555 sea alto el colector del transistor Q_1 está en conectado a tierra lo que desactivara el pulso de disparo en la comparación de la referencia y la diente de sierra descargando este pulso de comparación por medio del transistor hacia tierra.

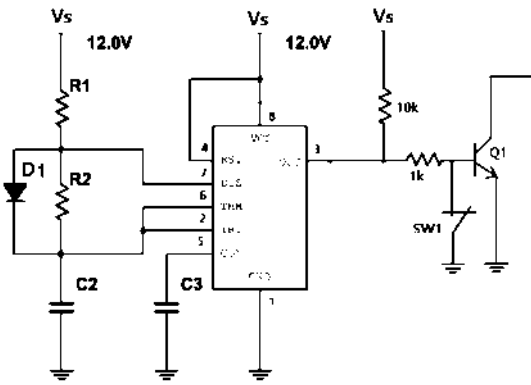


Figura 17-2: Oscilador de evaluación del controlador.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Por lo que se podrá observar la curva de reacción de la planta, el cual debe funcionar como en la **Figura 11-2**.

Antes de seleccionar el controlador es necesario evaluar el comportamiento de la planta ante la entrada del escalón unitario para lo cual se utilizó el oscilador construido en la sección anterior en donde, se calibró la planta para que la tensión en la carga de la fuente Flyback sea el 20% por lo que la entrada tiene que ser el 20 % de nuestro valor máximo.

2.3.4.2 Análisis de la curva de reacción.

Aplicando el circuito de oscilación en la planta con un tensión del 20% del voltaje máximo se obtuvo la **Figura 18-2**, en donde se puede observar en el canal 1 (amarillo) la curva de reacción de la planta, mientras que en el canal 2 (celestes) la entrada de la planta.

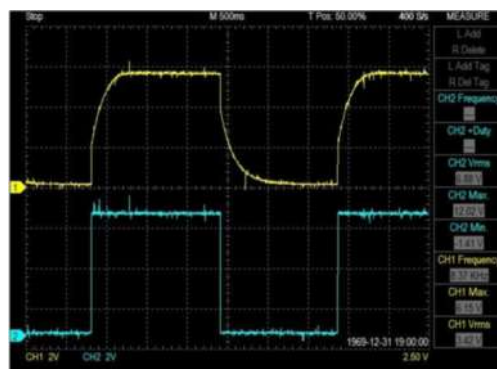


Figura 18-2: Curva de reacción de la planta.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Se tomó registros de los disparos del mosfet de la fuente Flyback puesto en funcionamiento el oscilador, así como de la curva de reacción de la planta para lograr así obtener un modelo que se aproxime a la planta.

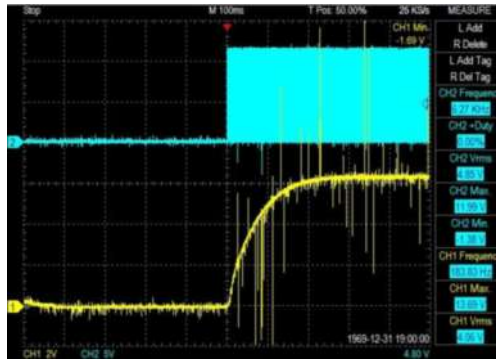


Figura 19-2: Curva de reacción para los registros.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para lo cual se utilizó el procesamiento de señales en MATLAB de las dos señales de interés, esto con el fin de obtener un modelo aproximado de la señal.

2.3.4.2.1 *Procesamiento de señales.*

Ambas señales tanto la del capacitor como la de los disparos venían cargadas de ruido, por lo que se tuvo que filtrarles a ambas, la señal del canal dos en este caso la señal celeste en la **Figura 19-2** es la señal que se tomó como el escalón unitario, esta señal representa los disparos del controlador de los mosfet y como se vio en el apartado anterior con el oscilador en funcionamiento. Para lo cual se estableció una relación entre el paso escalón de amplitud D siendo D el valor del ciclo de trabajo del disparo para alcanzar un valor de 120v en la fuente Flyback.

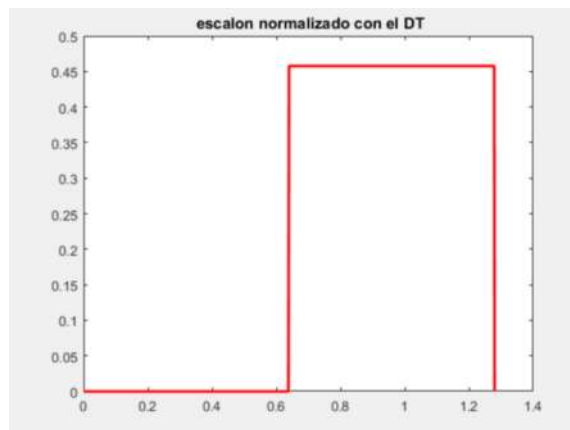


Figura 20-2: Escalón de entrada para el sistema, canal 2 filtrado.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para el tratamiento de las señales fue necesario seccionar la señal, para el análisis de interés la curva de reacción que buscamos, ante la entrada del escalón unitario comience en el tiempo 0 por lo que procesando la señal del canal 2 (entrada escalón) se pudo obtener el número del dato muestreado donde la señal cambia de valor de 0 a 1, siendo el nuevo tiempo de inicio en 0.63996s.

La tensión del capacitor venía acompañada de ruido, a esta señal fue necesario filtrarla aplicando un filtro pasa baja con métodos computacionales con el software MATLAB con los cuales se obtuvo una señal más limpia para nuestro estudio.

En la **Figura 21-2** se puede observar la señal filtrada en rojo y la señal con ruido en azul.

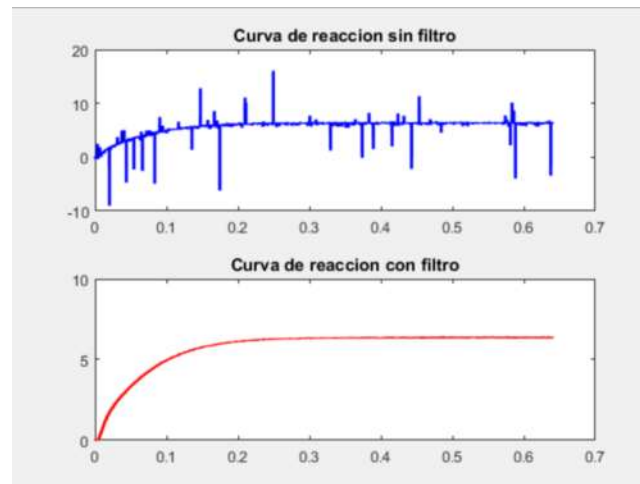


Figura 21-2: Curva de reacción sin y con filtro.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Teniendo así la **Figura 21-2 b)**, la cual no posee oscilaciones y tiene la forma de S por lo cual se puede aproximar a un sistema de primer orden, analizando de esta manera se determinó que tiene un retardo siendo de primer orden con retardo. Una vez con la cual muestra la entrada al sistema, paso escalón, y la salida del sistema que es la señal a la cual se aplicó el filtro, se procedió el análisis de la curva, se calculó el punto de inflexión a través de la derivada de la función discreta, a la cual también se le aplicó un filtro para poder manejarla.

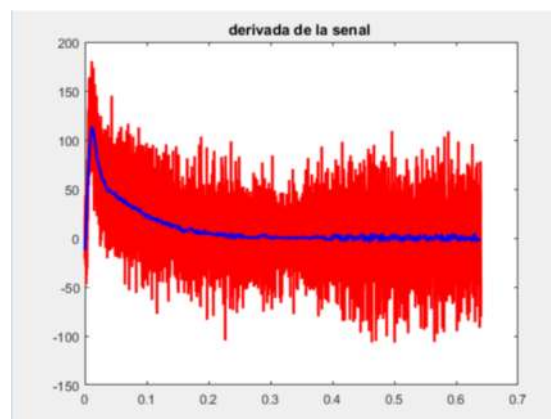


Figura 22-2: Derivada de la curva de reacción.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Obteniendo la **Figura 22-2** a la cual se le aplicó un filtrado para obtener una señal más limpia (señal azul), en donde el punto máximo de esta señal es el punto de inflexión ubicado en el tiempo siguiente.

Ecuación 16-2: Tiempo del punto de inflexión.

$$T_{pinf} = 0.01128s$$

Y un voltaje normalizado con el paso escalón de amplitud D.

Ecuación 17-2: Voltaje en el que se produce el punto de inflexión.

$$V_{pinf} = 1.86608$$

Así como el valor normalizado de la derivada del punto de inflexión es:

Ecuación 18-2: Derivada del voltaje en el que se produce el punto de inflexión.

$$DV_{pinf} = 246.7115$$

Después de obtener las coordenadas del punto de inflexión se procedió a trazar la recta tangente que sigue la siguiente ecuación.

$$y = f(x_o) + f'(x_o) * (x - x_o)$$

Ecuación 19-2: Ecuación de la recta tangente al punto de inflexión

$$y = DV_{pinf}(t - T_{pinf}) + V_{pinf}$$

Determinando a con la **Ecuación 19-2** y remplazando con los valores de la **Ecuación 16-2**, la **Ecuación 17-2** y la **Ecuación 18-2**.

$$a = f'(x_o) * (0 - x_o) + f(x_o)$$

$$a = DV_{pinf}(0 - T_{pinf}) + V_{pinf}$$

Ecuación 20-2: Parámetro a de la curva de reacción de la planta.

$$a = 0.916817476$$

Se sabe que L se obtiene de la intersección del eje de las ordenadas con la tangente por lo que se tiene la siguiente expresión partiendo de la **Ecuación 19-2**.

$$0 = f'(x_o) * (0 - x_o) + f(x_o)$$

$$0 = DV_{pinf}(t - T_{pinf}) + V_{pinf}$$

$$\frac{V_{pinf}}{DV_{pinf}} = t - T_{pinf}$$

$$t = L = T_{pinf} - \frac{V_{pinf}}{DV_{pinf}}$$

Ecuación 21-2: Parámetro L de la curva de reacción de la planta.

$$L = 0.00371615$$

Para hallar la ganancia se realizó un promedio de los valores del registro cuando existe estabilidad, hallando un valor de K normalizada con respecto a D

Ecuación 22-2: Parámetro K de la curva de reacción de la planta.

$$K = 13.925245$$

Y por último el valor de T que es el tiempo de retardo, que se lo puede encontrar en la intersección de la recta tangente del punto de inflexión con intersección de la ganancia.

$$y = f(x_o) + f'(x_o) * (x - x_o)$$

$$K = DV_{pinf}(t - T_{pinf}) + V_{pinf}$$

$$K - V_{pinf} = DV_{pinf}(t - T_{pinf})$$

$$\frac{K - V_{pinf}}{DV_{pinf}} + T_{pinf} = t$$

$$\frac{K - V_{pinf}}{DV_{pinf}} + T_{pinf} = t$$

$$T = \frac{K - V_{pinf}}{DV_{pinf}} + T_{pinf}$$

Ecuación 23-2: Parámetro T de la curva de reacción de la planta.

$$T = 0.060159568s$$

Con estos valores fue posible aproximar una función de transferencia de primer orden con retardo para la planta, la **Ecuación 41-1** representa la función de transferencia para este caso.

$$G(s) = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}$$

Ecuación 24-2: Función de transferencia de la planta.

$$G(s) = \frac{13.93e^{-0.00372s}}{0.06016s + 1}$$

Tomando en cuenta que la ecuación de transferencia posee un tiempo muerto es posible aproximar el tiempo muerto con pade para obtener un modelo matemático más exacto, para lo cual MATLAB ofrece un comando [NUM, DEN]=pade(L,x) el cual da x coeficientes de la serie de aproximaciones de pade para poder tratar la función de transferencia, sin embargo MATLAB también permite ingresar el retardo en la función de transferencia gracias a un comando llamado 'inputdelay' el cual tiene la estructura dentro de la función de transferencia coma, y la palabra clave coma el tiempo L, lo que hace innecesario usar las aproximaciones de pade.

```
G=tf(K, [T 1], 'inputdelay', L);
```

Figura 23-2: Estructura del comando para ingresar retardos.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

2.3.4.3 Selección del controlador.

Después de haber puesto en marcha al sistema se aprecia que está expuesto a bastante ruido debido a la conmutación de la fuente este ruido es uno de los problemas principales para la elección del controlador, de acuerdo a las consideraciones de selección del controlador en el capítulo 1 **sección 1.9.5.1**, la acción derivativa puede empeorar este ruido amplificándolo, para lo cual se recomienda no utilizar esta acción. Por ende queda la acción proporcional e integral, la acción proporcional se recomienda usar sola si la planta presenta integradores puros. Si existe un desfase moderado en la respuesta de la planta es recomendable usar un controlador PI donde la acción integral se encarga de eliminar el error en el régimen permanente.

2.3.4.4 Entonación del controlador.

Después de aproximar una función de transferencia para la planta se procedió a hallar los valores de K_p , T_i , T_d según la **Tabla 1-1** que describe los valores de las ganancias para el tipo de controlador. El controlador seleccionado fue PI, reemplazando los parámetros de su función de transferencia de la **Ecuación 41-1**.

$$K_p = \frac{0.9}{a} = \frac{0.9}{0.916817476} = 0.98165668$$

$$T_i = 3L = 3 * (0.003716150) = 0.011148452$$

$$G_c(s) = 0.981656 \left(1 + \frac{1}{0.011148s} \right)$$

Ecuación 25-2: Función de transferencia del controlador.

$$PI = G_c(s) = \frac{0.981656s + 88.05}{s}$$

Hay que tomar en cuenta que el sistema esta normalizado para un paso escalón de 0.45 en amplitud esto debido a que se quiere una relación entre el ciclo de trabajo y la respuesta de la fuente. En la **Figura 24-2** se puede observar la planta con ganancia unitaria.

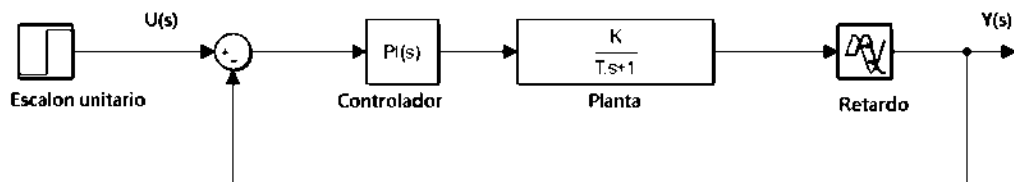


Figura 24-2: Sistema en lazo cerrado simplificado

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Se tiene la función de transferencia simplificada que representa el sistema como:

$$G_s(s) = \frac{PI * G(s)}{1 + PI * G(s)}$$

$$G_s(s) = \frac{\left(\frac{0.981656s + 88.05}{s}\right) \left(\frac{13.93e^{-0.00372s}}{0.06016s + 1}\right)}{1 + \left(\frac{0.981656s + 88.05}{s}\right) \left(\frac{13.93e^{-0.00372s}}{0.06016s + 1}\right)}$$

$$G_s(s) = \frac{\frac{13.67s + 1226}{0.06016s^2 + s} e^{-0.00372s}}{1 + \frac{13.67s + 1226}{0.06016s^2 + s} e^{-0.00372s}}$$

Ecuación 26-2: Función de transferencia del sistema simplificada.

$$G_s(s) = \frac{(13.67s + 1226)e^{-0.00372s}}{0.06016s^2 + s + (13.67s + 1226)e^{-0.00372s}}$$

Mediante MATLAB se obtuvo la respuesta al escalón unitario.

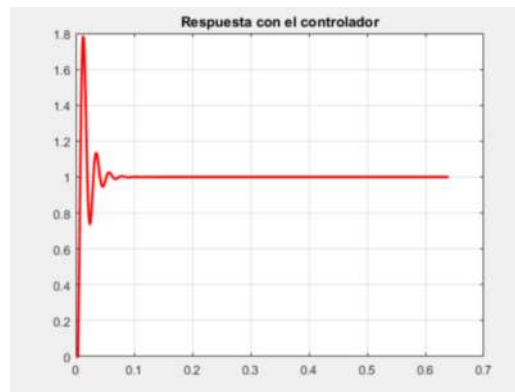


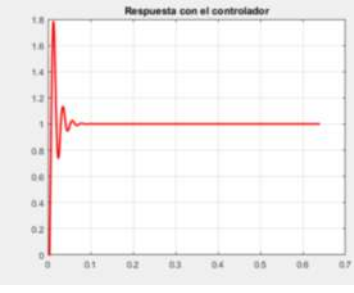
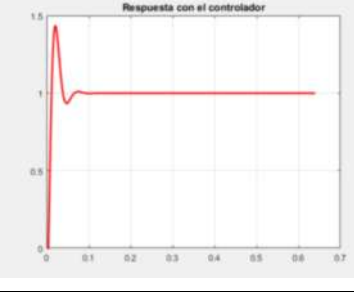
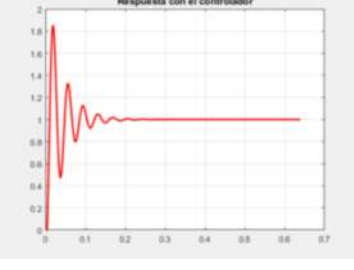
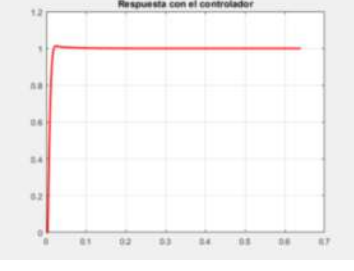
Figura 25-2: Respuesta de la planta con el controlador.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Se puede observar en la respuesta que el sistema en la **Figura 25-2** tiende a oscilar antes de establecerse en un tiempo de 0.1s. Como se dijo anteriormente el método de Ziegler and Nichols da un punto de partida para la entonación del controlador y cuando el controlador no satisface el comportamiento deseado en un sistema es necesario hacer ajustes finos en el controlador por lo cual se multiplicó los parámetros de K_p y T_i por constantes hasta ajustar el controlador, observando su cambio en la simulación de la planta.

En base a la **Tabla 2-1** se ajustó el controlador experimentalmente.

Tabla 7-2: Ajustes finos del controlador.

Cnst*	K_p	Cnst*	T_i	Respuesta al escalón	Análisis
1	0.98165	1	0.01114		Como se observa en la respuesta existe una oscilación en el sistema con un máximo sobrepaso de 80%, lo que podría perjudicar nuestra planta.
0.5	0.49082	1	0.02271		Las oscilaciones disminuyeron, la estabilidad se consigue en tiempo similar al caso anterior sin embargo todavía existe un sobrepaso no deseado de 45%.
0.5	0.49082 834	0.5	0.01135		A medida que el tiempo integral disminuye el sistema tiende a oscilar de nuevo.
0.5	0.49082	5	0.11356		Cuando el tiempo integral aumenta el sistema va estabilizándose llegando a estabilizarse en un bien tiempo y con un sobrepaso de 0.3%, valor aceptable para mantener el sistema funcionando.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Se escoge la última entonación como la satisfactoria obteniendo la **Figura 26-2**.

Con esto se tiene el controlador con los siguientes valores.

$$PI = G_c(s) = \frac{0.4908s + 8.805}{s}$$

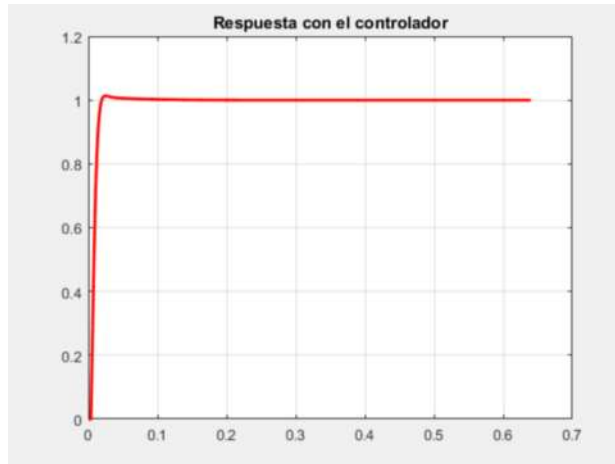


Figura 26-2: Respuesta de la planta con el controlador final.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Evaluando la respuesta se consideraron los siguientes parámetros hallados.

Tabla 8-2: Parámetros de la curva de reacción.

Parámetros	Valor
Tiempo de subida	0.04s
Porcentaje de sobre paso	0.3%
Tiempo de establecimiento	0.1s

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Con los valores del controlador se procedió a diseñar un circuito para el controlador con opamps en configuración PI.

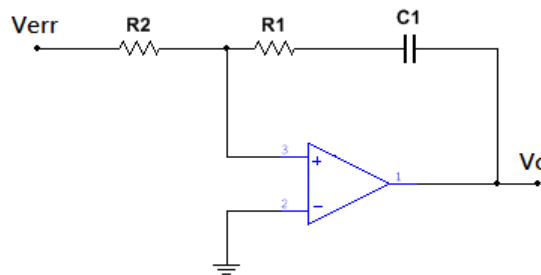


Figura 27-2: Circuito controlador PI.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Cuya función de transferencia viene dada por la **Ecuación 32-1**: Función de transferencia de un controlador proporcional integral. La ganancia proporcional por la **Ecuación 33-1** y el tiempo integral por la **Ecuación 34-1**.

Remplazamos los valores de K_p y T_i con las ecuaciones correspondientes y utilizando un capacitor de $1\mu f$ se procedió a encontrar los valores de las resistencias del controlador.

$$T_i = R_2 C$$

$$0.113567 = R_2 C$$

$$R_2 = \frac{0.113567}{1\mu f}$$

Ecuación 27-2: Resistencia R2 del controlador PI.

$$R_2 = 113567.73271\Omega$$

$$K_p = \frac{R_1}{R_2}$$

$$0.49082 = \frac{R_1}{113567.73271}$$

$$R_1 = 0.49082 * 113567.73271$$

Ecuación 28-2: Resistencia R1 del controlador PI.

$$R_1 = 55742.26173\Omega$$

2.3.4.5 Controlador PI con saturación.

Al igual que la referencia manual en el sistema de lazo abierto es importante limitar el funcionamiento del controlador. Se analizó de manera similar que en el apartado 1.9.6.2 .

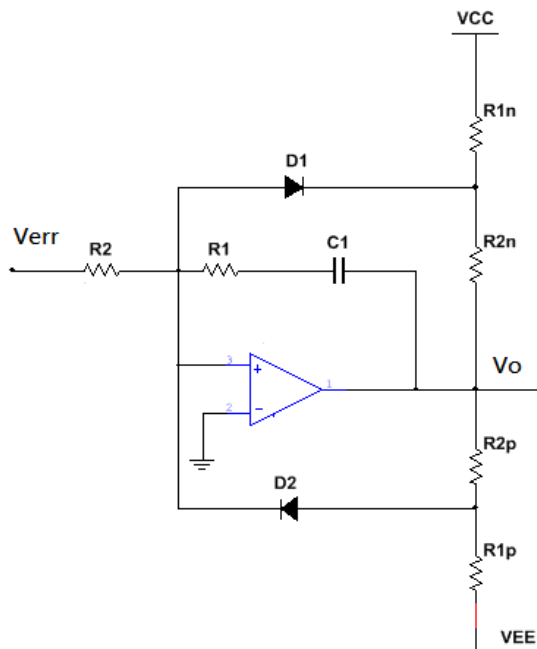


Figura 28-2: Circuito PI con saturación.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Siguiendo el análisis del nodo V_x siendo este el nodo entre el cátodo de D1, y Rn1, Rn2

$$V_x \left(\frac{1}{R_{1n}} + \frac{1}{R_{2n}} \right) - \frac{V_{cc}}{R_{1n}} - \frac{V_o}{R_{2n}} = 0$$

$$V_x = \frac{R_1 R_2}{R_{1n} + R_{2n}} \left(\frac{V_{cc}}{R_{1n}} + \frac{V_o}{R_{2n}} \right)$$

Para lo cual se pretende hallar R_1, R_2 tal que V_x sea V_D , donde $R_1 + R_2 = R$ y V_o sea $-\lambda V_{cc}$

$$V_D = \frac{R_{1n}(R - R_{1n})}{R} \left(\frac{V_{cc}}{R_{1n}} + \frac{-\lambda V_{cc}}{R - R_{1n}} \right)$$

Ecuación 29-2: R_{1n} para saturación del límite negativo.

$$R_{1n} = \frac{R(V_{cc} - V_D)}{V_{cc}(\lambda + 1)}$$

De manera similar el análisis para R_{1p} .

Ecuación 30-2: R_{1p} para saturación del límite positivo.

$$R_{1p} = \frac{R(V_{cc} + V_D)}{V_{cc}(\lambda + 1)}$$

Con la **Ecuación 29-2** y **Ecuación 30-2** se desea saturar la salida del controlador a $-0.7v$ y $+3v$ usando un potenciómetro de $10k$ tanto en el lado de saturación positiva como el de saturación negativa

$$R_{1n} = \frac{10k(9 - 0.7)}{9\left(\frac{3}{9} + 1\right)} = 6.75k\Omega$$

$$R_{1p} = \frac{10K(-9 + 0.7)}{-9\left(\frac{0.7}{9} + 1\right)} = 8.55k\Omega$$

Una vez obtenido los valores del controlador con control de saturación, es necesario crear el lazo cerrado para el sistema el cual tiene como entrada un valor de referencia de $6v$, el cual se compara con el voltaje de salida de la planta, este error es el que ingresa al controlador cuya salida va hacia el controlador de la planta generando así un bucle cerrado.

2.3.4.6 Etapa de sensado.

La tensión deseada a la salida de la planta alcanza los $120v$, sin embargo en la electrónica de control no se puede trabajar con valores de tensión tan elevados, por lo que es necesario un acondicionamiento de señal, en el cual se obtenga una tensión del 5% del valor de salida, siendo $6v$ la tensión de salida cuando se mide $120v$.

2.3.4.6.1 Acondicionamiento de la señal de salida.

Para el acondicionamiento de la señal se propone el circuito de la **Figura 29-1** el cual comprende un divisor de voltaje, una etapa de ajuste de ganancia y un circuito de valor absoluto con promediador.

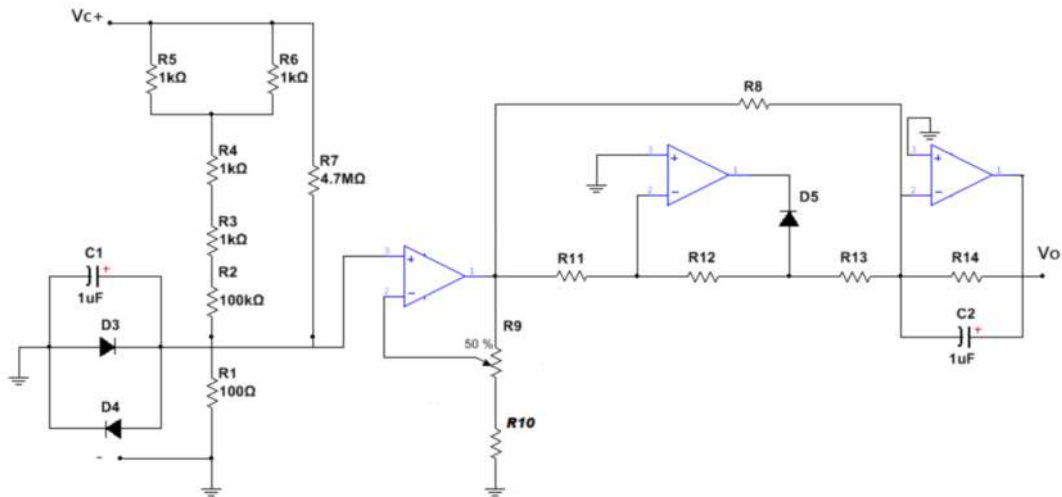


Figura 29-2: Circuito de medición de V_c .
 Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Se desea que el voltaje que caiga en el divisor de voltaje sea de 0.12v cuando la tensión en el capacitor de la fuente Flyback sea de 120v, el divisor de voltaje está formado por dos resistencias R_1 y R_{eq} siendo R_1 la resistencia donde se quiere el voltaje de 0.12v, sabiendo que $R_1 + R_{eq} = 100k$

$$V_{R1} = \frac{V_c * R_1}{R_1 + R_{eq}}$$

$$0.12 = \frac{120 * R_1}{100k}$$

Ecuación 31-2: R_1 para el divisor de voltaje.

$$R_1 = 100\Omega$$

Ecuación 32-2: R_{eq} para el divisor de voltaje.

$$R_{eq} = 99900\Omega$$

La resistencia equivalente está formada por un conjunto de resistencias comerciales en configuración paralelo y serie tal que su equivalente dé un valor aproximado a la calculada, se redujo el número de resistencias en el divisor encontrándose la configuración de la **Figura 29-2** que satisface las necesidades, sin embargo debido a la tolerancia de las resistencias se tuvo que hacer ajustes de valores quedando de la siguiente manera:

$$R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{4.7M} + \left(\frac{1}{102.5k}\right)} = 100.312K$$

Una vez obtenido el divisor de voltaje se conecta a un amplificador de voltaje en el cual se obtiene una tensión de 6v cuando la entrada es 0.12v, para lo cual se analiza el valor de R9 para que la ganancia sea de 50

$$Ga = \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_{9s}}{R_{10} + R_{9t}}$$

Ecuación 33-2: R_{9s} para la ganancia del medidor.

$$50 = 1 + \frac{R_{9s}}{100 + (100k - R_{9s})} = 98.098K\Omega$$

Siendo este valor el que hay que ajustar en el potenciómetro de 100k para la resistencia de realimentación.

Para asegurar que la lectura sea lo más limpia posible de ruidos se utiliza un circuito promediador el cual está compuesto de un circuito de valor absoluto con filtro de realimentación haciendo de este un circuito promediado, para lo cual $R_8, R_{11}, R_{13}, R_{14}$ son iguales y R_{12} tiene que ser 2 veces la anterior, para que la ganancia sea 1 siendo así:

$$R_8 = 10k$$

$$R_{12} = 20k$$

2.3.4.7 Circuito restador para el lazo cerrado.

Una vez que se tiene el circuito de sensado se puede cerrar el lazo haciendo el circuito de realimentación y comparación del sistema para lo cual se tiene una entrada de 6v que viene a ser la referencia del sistema, este voltaje se va a comparar con el valor medido y el error o diferencia del mismo entra al circuito del controlador cuya salida va al driver de disparo para la planta.

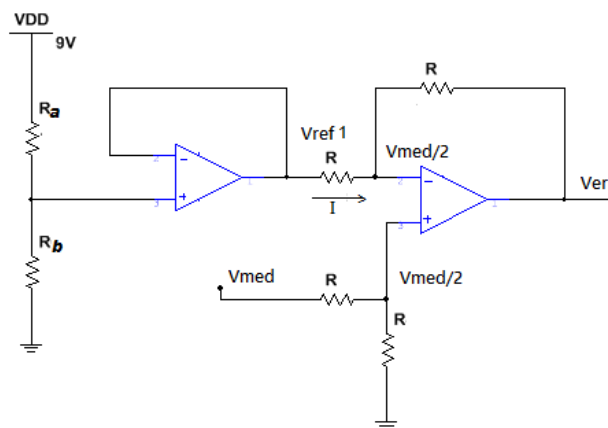


Figura 30-2: Circuito restador para el lazo cerrado.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para lo cual primero se necesita una referencia de 6v con la calibración de un potenciómetro a alimentación de 9v

Ecuación 34-2: R_a, R_b para la referencia del controlador.

$$V_{Rb} = \frac{V_{DD} * R_b}{R_a + R_b} = 6v$$

$$R_b = 6.6K\Omega$$

$$R_a = 3.4K\Omega$$

Para el análisis del restador tenemos que la corriente que circula

$$I = \frac{V_{ref1} - \frac{V_{med}}{2}}{R}$$

$$V_{err} = -IR + \frac{V_{med}}{2}$$

Ecuación 35-2: Voltaje del amplificador restador.

$$V_{err} = -V_{ref1} + V_{med}$$

Siendo este valor el que entra al controlador PI cerrando el lazo del sistema.

2.3.5 Circuito de Protección sobre voltaje.

Previo a cualquier prueba física con el controlador construido, fue pertinente implementar una estructura que permita proteger los mosfet en caso de pérdida en el control de la planta. Esta estructura evita el sobre voltaje, apagando el disparo de los mosfet en caso de presentar un voltaje demasiado alto para lo cual se implementó el circuito el cual cuenta con 2 etapas.

2.3.5.1 Etapa de comparación.

El circuito de protección compara dos valores los cuales serán el valor medido, cuyo rango es de 0-6v con un valor de referencia para la protección el cual será 8v equivaliendo este valor a 160V, se tiene el circuito de la **Figura 31-2** cuyas entradas son V_{med} y V_{ref2} siendo este el límite máximo al cual trabajara la planta en caso de requerirlo.

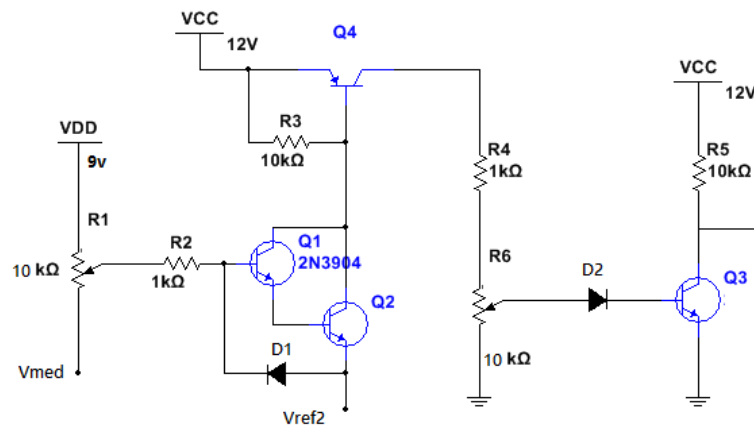


Figura 31-2: Circuito de comparador transistorizado.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

Para ajustar el comparador de la **Figura 31-2**, se fija el voltaje V_{ref2} en los 8v y se ingresa un voltaje en V_{med} tal que se pueda variar hasta 8v con este se ajusta el potenciómetro R_1 hasta que

el voltaje en el colector de Q_4 tenga 12V, y de igual manera se mide el colector del transistor Q_3 que tenga 0v, cuando el valor V_{med} cambie a un valor menor que el de V_{ref2} el voltaje en el colector de Q_4 debe hacerse 0V, y el voltaje en el colector Q_3 debe ser 12V.

2.3.5.2 Etapa de protección enclavada.

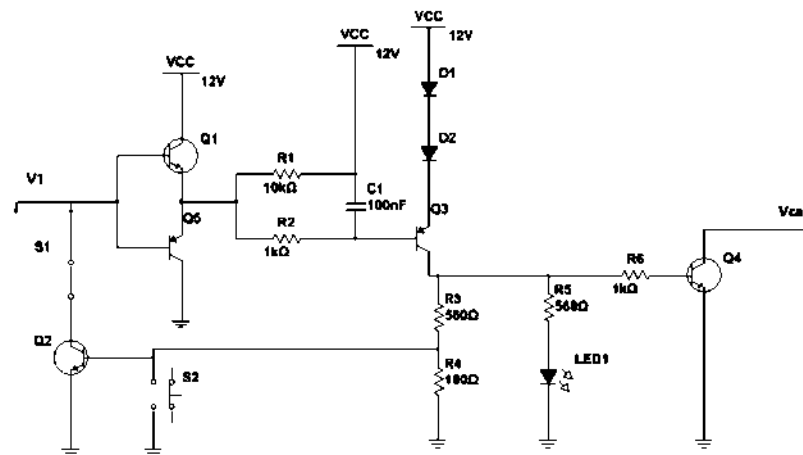


Figura 32-2: Circuito de enclavamiento para la protección.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

El circuito comprende de transistores en par complementario.

Caso 1 $V_1 = 12V$ Esta entrada quiere decir que el comparador detecto que $V_{ref2} > V_{med}$.

Cuando sus bases reciben 12V el transistor Q_1 se pone en corte en configuración seguidor de emisor mientras que el transistor Q_5 esta desactivado, estos 12V alimentan R_1 y R_2 resolviendo por mallas el voltaje de la base del transistor Q_3 es 12 ya que no existe flujo de corriente esto hace que el transistor se mantenga desactivado por lo que el voltaje en el colector es 0V.

Caso 2 $V_1 = 0V$ Esta entrada quiere decir que el comparador detecto que $V_{med} > V_{ref2}$.

Al existir flujo de corriente el transistor Q_3 se polariza y comienza a conducir por lo que la corriente circula por las resistencias R_3, R_4, R_5, R_6 , y esto pone en corte el transistor Q_2 el cual enclava el circuito es decir, que V_1 va a estar conectado a tierra indistintamente de su valor. Por otro lado también se energiza un led que da aviso visual de que ha ocurrido un sobre voltaje, así como el transistor Q_4 entra en corte por lo que su colector está conectado a tierra, hay que recalcar que el colector abierto de este circuito va conectado a la salida de comparación de la diente de sierra y la referencia por lo que esta salida se descarga a tierra directamente. Al estar el circuito enclavado este continuará descargando la señal a través de transistor Q_4 hasta que el transistor Q_2 este desactivado para lo cual la base del mismo cuenta con un pulsador conectado a tierra el cual desenclava la protección después de que se el $V_{med} < V_{ref2}$.

2.4 Puente de Inversión.

El puente de inversión fue implementado utilizando una topología de puente completo, en la que se emplean 4 transistores, como se muestra en la **Figura 33-2**, que conmutan en pares alternados para obtener en la salida una onda cuadrada de 60 Hz.

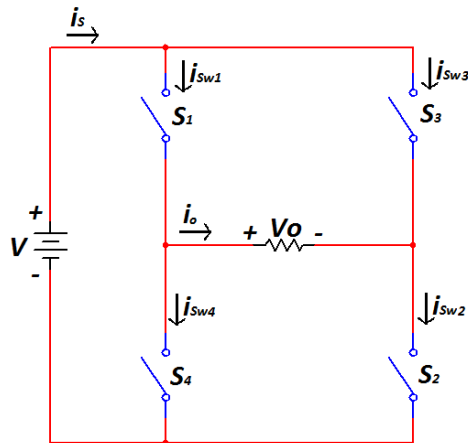


Figura 33-2: Puente de Inversión.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El puente es alimentado directamente a través de la tensión obtenida en la salida del convertidor Flyback. Debido a que las cargas utilizadas en el puente de inversión son de tipo resistivo, la forma de onda de la corriente se corresponde con la forma de onda de la tensión.

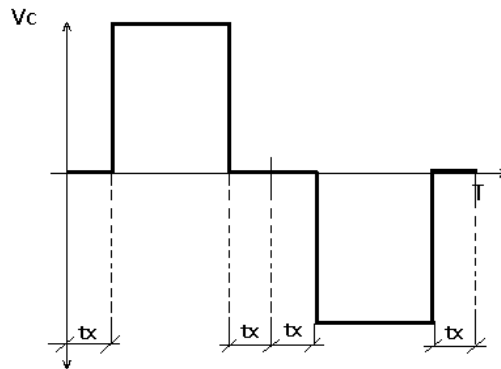


Figura 34-3: Forma de onda de tensión del puente de inversión.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Es importante considerar el tiempo de apagado de los elementos de conmutación para evitar solapamiento entre pares distintos, lo que conlleva a cortocircuitos y daños en los elementos. Para el puente de inversión este tiempo fue de 2ms para cada par de transistores, por lo que el tiempo total de espera es de 4ms . Teniendo en cuenta lo anterior se tiene que la tensión RMS vista por la carga es:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_{t_x}^{\frac{T}{2}-t_x} V_{cc}^2 dt + \int_{\frac{T}{2}+t_x}^{T-t_x} V_{cc}^2 dt \right]$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{V_{cc}^2}{T} \left[\int_{t_x}^{\frac{T}{2}-t_x} dt + \int_{\frac{T}{2}+t_x}^{T-t_x} dt \right]$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{V_{cc}^2}{T} \left[\frac{T}{2} - t_x - t_x + T - t_x - \frac{T}{2} - t_x \right]$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{V_{cc}^2}{T} [T - 4t_x]$$

Sabiendo que:

$$wt_\alpha = \alpha$$

$$wt_x = x$$

$$t_x = \frac{x}{w}$$

$$\frac{4t_x}{T} = 4 \frac{x}{w} \frac{1}{T} = \frac{2x}{\pi}$$

Se tiene la expresión para V_{rms} en función del ángulo α o en función del tiempo.

$$V_{RMS} = V_{cc} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}$$

$$V_{RMS} = V_{cc} \sqrt{1 - 4 \frac{t_x}{T}}$$

$$V_{RMS} = 120 \sqrt{1 - 4 \frac{1}{16.667}}$$

Ecuación 36-2: Voltaje rms en la carga.

$$V_{RMS} = 104.61V$$

La corriente RMS a través de la carga en el puente de inversión está dada por la siguiente expresión:

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R}$$

$$I_{RMS} = \frac{V_{cc} \sqrt{1 - 4 \frac{t_x}{T}}}{R}$$

$$I_{RMS} = \frac{104.61}{360}$$

Ecuación 37-2: Corriente rms en la carga.

$$I_{RMS} = 0.3A$$

2.4.1 Dimensionamiento y selección de los elementos de conmutación.

En el estado *off* cada uno de los transistores tendrá en sus terminales de potencia la tensión de fuente, en este caso la tensión de salida del convertidor Flyback.

La selección de los transistores en el puente de inversión se hizo en base a la tensión entre sus terminales de potencia y a la corriente RMS de la carga, siendo estos valores:

$$V_{CC} = 120V$$

$$I_{RMS} = 0.3A$$

Tomando en cuenta un porcentaje superior en los valores de tensión y corriente por seguridad y según los dispositivos disponibles en el mercado nacional se escogió el Mosfet IRF740, el cual presenta una tensión Drain-Source de 400V y una corriente de entre 6 y 10 A, por lo que cumple ampliamente con los requerimientos del sistema.

2.4.2 Programa del microcontrolador para control del puente H de inversión.

El Puente de inversión es la última etapa del sistema en sí, el cual tiene que encender y apagar los mosfet un par a la vez, el cual se controla por medio de un microcontrolador PIC16F877a.

2.4.2.1 Programa del microcontrolador.

El microcontrolador debe controlar el puente de inversión por lo cual tendrá dos salidas P1 y P2 y una entrada la cual viene de la comparación externa de la tensión medida y una referencia, las salidas controlan el disparo de los mosfet S_1 y S_2 en conjunto, y los mosfet S_3 y S_4 de la **Figura 35-2**. Cumpliendo el siguiente funcionamiento:

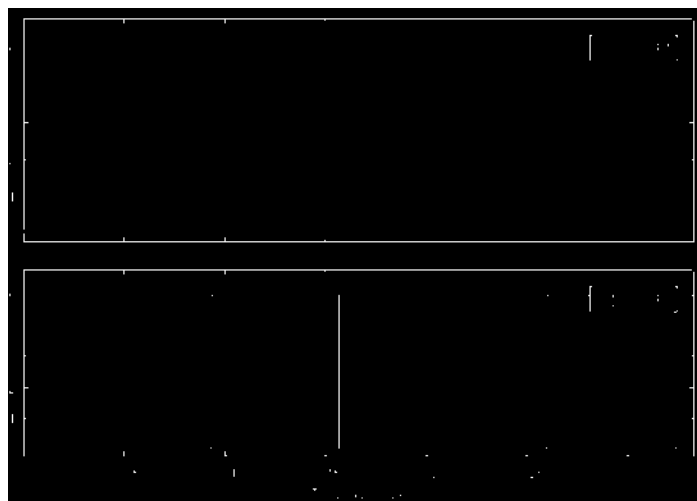


Figura 35-2: Ondas de las salidas P1 y P2 del microcontrolador para el control de inversión.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La señal P1 en azul en la **Figura 35-2** representa el pulso de control de los transistores S_1 y S_2 mientras que la señal amarilla P2 representa la señal de disparo de los transistores S_3 y S_4 . , basándonos en estas señales se desea crear un programa para el microcontrolador que genere estas dos señales en las salidas. Para lo cual se hace un análisis en sus formas de onda que nos permiten hallar diferentes estados de un proceso. Como se observa en la **Figura 36-2**.

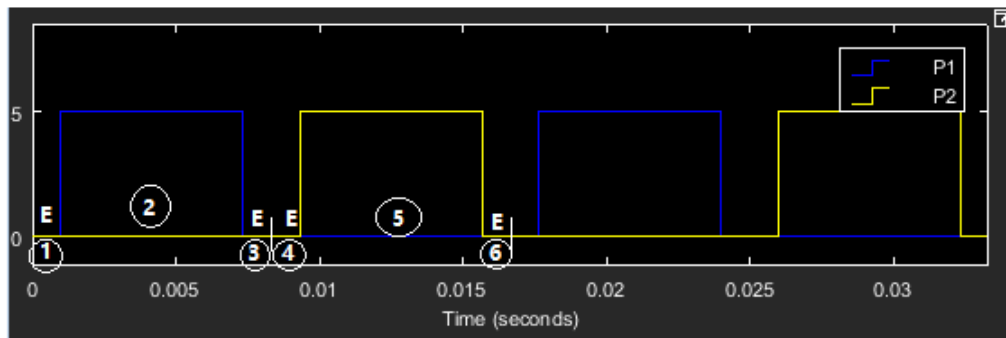


Figura 36-2: Estados de Funcionamiento del microcontrolador.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Donde E es el tiempo muerto o en apagado de los pulsos para evitar el solapamiento en los transistores. También se tienen 6 estados los cuales representan el funcionamiento total en el periodo T , es decir existen 6 cambios de estados durante un periodo. La frecuencia debe ser de 60Hz para que cumpla su similitud con la red, así también que P1 y P2 trabajaran a 60 Hz por separado. Para lo cual se sabe que:

- Estado 1, 3, 4, 6 duran el tiempo que representa E cada uno.
- Estado 2, y 5 dura $\frac{T}{2} - 2E$

Se tiene un grafo funcional de control por etapas y transiciones el cual representa el programa que debe implementarse en el microcontrolador.

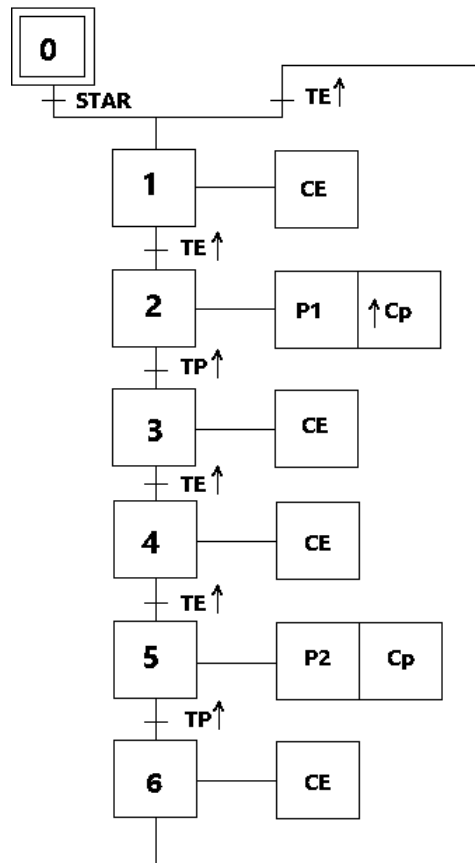


Figura 37-2: Grafo Funcional de Control por Etapas y Transiciones del funcionamiento del control de inversión.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Donde CE y Cp son contadores los cuales acumulará hasta un número que represente 1ms o 6.33 ms de tiempo de ejecución.

2.4.2.2 Algoritmo del programa para el control del puente H de inversión.

Para lo cual se desarrolló un algoritmo que represente lo que el programa dentro del microcontrolador va a ejecutar.

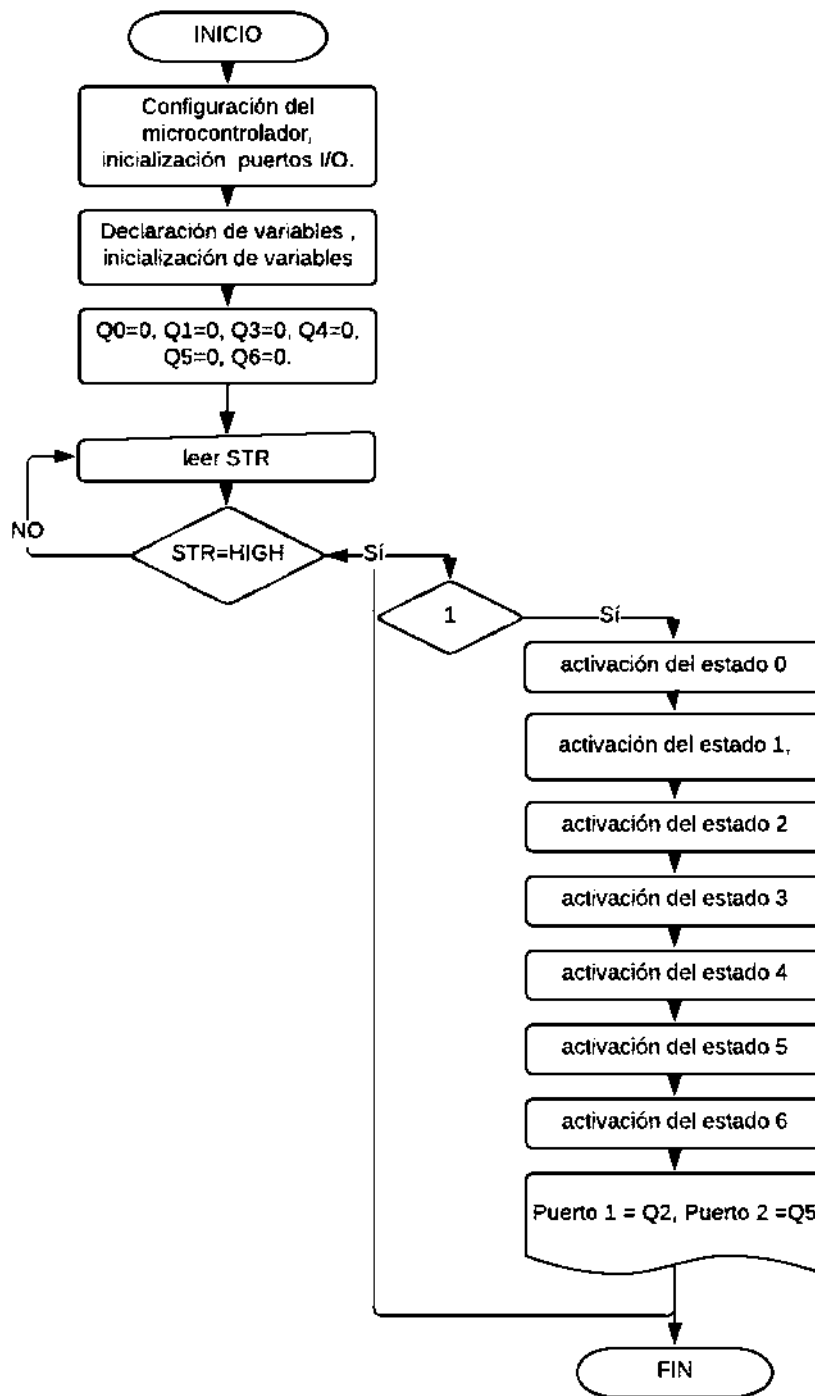


Figura 38-2: Algoritmo de programación para el microcontrolador.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

- **Descripción del programa.**

Cuando el programa inicia lo primero que hace es configuración interna del microcontrolador, declaración de librerías que va a usar en el resto del programa y configuración el oscilador para usar un oscilador externo de 4MHz.

- **Declaración de puertos.**

Habilita los puertos como entradas y como salidas, para el programa se ocupa el puerto B2, se declara como entrada digital, y los puertos D0 y D1 se declaran como salidas digitales estos se hacen mediante los registros TRISx.

- **Declaración de variables.**

Dentro del programa principal aquí se declara todas las variables que se vayan a usar en el programa, en este apartado tenemos los estados que serán tipo bit, de igual manera una variable que representa una memoria para cada uno de los estados, los contadores que están destinados a contar un número X y Y los cuales con el tiempo de trabajo del sistema representen los tiempos E y $T/2-2E$, mismos que al terminar de contar activarán una variable T_p y T_e que representa la finalización del conteo, una variable bit que representa los pulsos sea P1 p P2 que serán las salidas por los puertos D0 y D1 , así como la variable que leerá el puerto de entrada el cual indica que el puente de inversión puede comenzar su funcionamiento.

2.4.2.3 *Proceso del programa.*

El programa en el microcontrolador del bucle while es equivalente al programa que se muestra en la **Figura 39-2** donde cada uno de los estados se irán seteando o reseteando a medida que se vaya cumpliendo cada una de las líneas. Las primeras 7 líneas representan a cada uno de los 6 estados incluyendo en estos el estado 0.

- Estado 0: Si todos los estados son 0 se setea BQ0.
- Estado 1: si es estado 0 está en alto y la entrada al microcontrolador está en alto, o el estado Q6 y el tiempo E están en alto se setea la memoria BQ1 y se resetean BQ0 y BQ6.
- Estado 2: si el estado Q1 está activado y el tiempo E está en alto se setea BQ2 y se resetea BQ1.
- Estado 3: si el estado Q2 está activado y el tiempo P está en alto se setea BQ3 y se resetea BQ2.
- Estado 4: si el estado Q3 está activado y el tiempo E está en alto se setea BQ4 y se resetea BQ3.
- Estado 5: si el estado Q4 está activado y el tiempo E está en alto se setea BQ5 y se resetea BQ4.

- Estado 6: si el estado Q5 está activado y el tiempo P está en alto se setea BQ6 y se resetea BQ5.

Después se tiene las salidas del microcontrolador serán activados o desactivados con los estados Q2 y Q5.

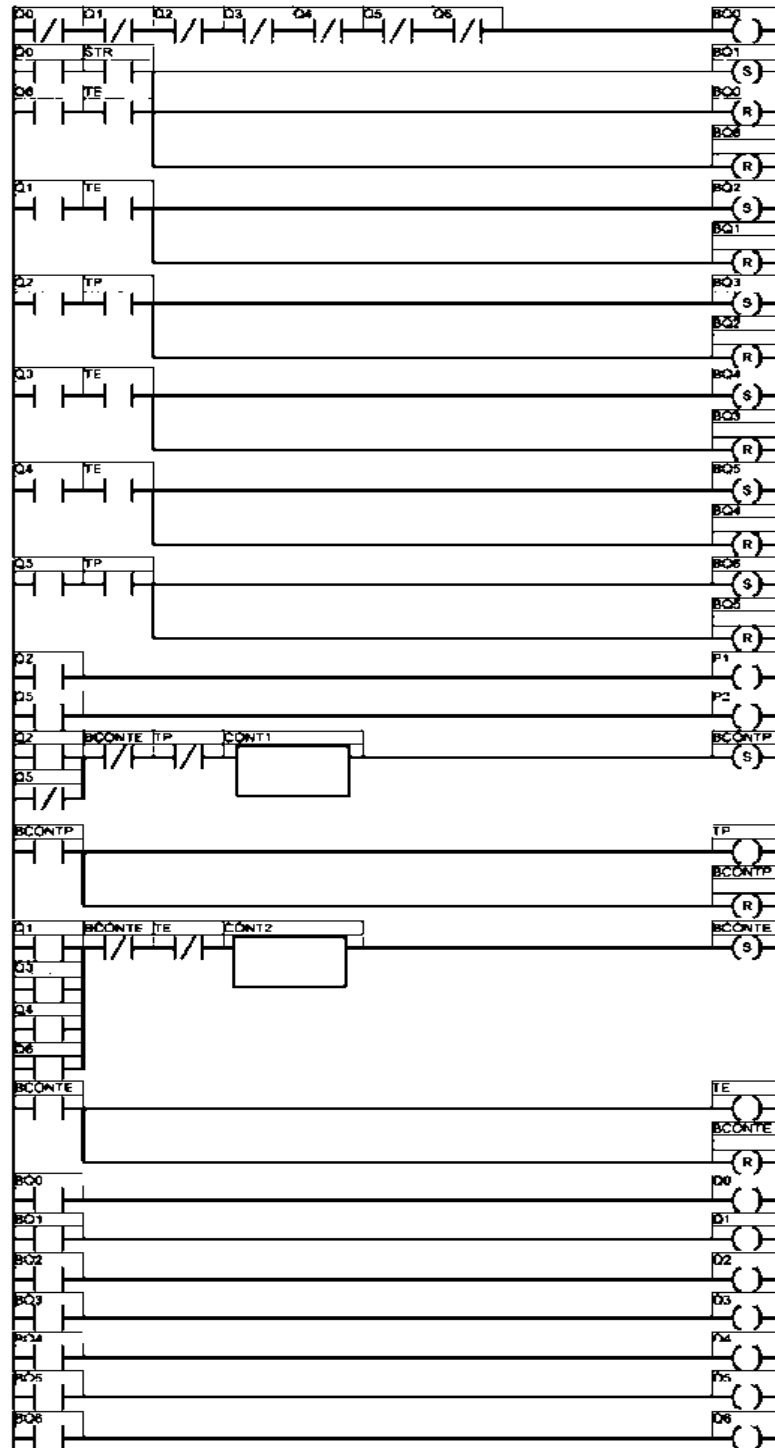


Figura 39-2: Esquema de programación del bucle while.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La siguiente línea muestra que si el estado Q2 o Q5 están activados y el Tiempo P está en bajo se ejecuta un contador que representa al contador para el tiempo en alto. Cuando el contador es mayor que un número x este contador se pone en 1 nuevamente y la memoria de la variable TP se activa. La variable del tiempo P se activa y la memoria se desactiva.

De igual forma si el estado Q1, o Q3, o Q4, o Q6 están activados y el tiempo E está en bajo se ejecuta un contador que cuando llega a un número y se pone nuevamente en 1 y la memoria de la variable TE se activa. La variable del tiempo E se activa y la memoria se desactiva.

Por último los estados se actualizan siendo $Q_x = BQ_x$ o Q_x así también como las memorias BQ_x se ponen en 0.

Volviéndose a repetir la rutina hasta que se apague el microcontrolador o se resetee y espere otra vez la orden de entrada del puerto B2.

Esta estructura de programación tipo flipflop asegura que cuando el pulso de P1 este en alto el pulso de P2 estará en bajo y viceversa lo que da una seguridad contra el solapamiento de los tiristores.

- **Límite de los contadores.**

Para el cálculo del controlador es necesario saber el tiempo que se demora en ejecutar una línea de instrucción en el microcontrolador el cual tiene un cristal externo de 4MHz. Debido a que cada ciclo de instrucción de ejecuta en 4 ciclos de reloj se tiene que:

Ecuación 38-2: Duración del ciclo de reloj según el oscilador externo.

$$ciclo\ reloj = \frac{1}{4MHz} = 0.25us\ cada\ ciclo\ de\ reloj$$

Siendo 0.25us el tiempo que se demora cada ciclo de reloj.

Ecuación 39-2: Duración del ciclo de instrucción según el oscilador externo.

$$ciclo\ de\ instruccion = 0.25 * 4 = 1us$$

Siendo 1us el tiempo que se demora cada instrucción en ejecutarse.

En el programa se tiene 46 líneas dentro del bucle de repetición while se puede decir que un ciclo del bucle while se repetirá cada 46us es decir que el contador1 y contador2 incrementa en número cada 46us. A parte se conoce que los 6 estados se deberán ejecutar en un tiempo de $\frac{T}{2} = 8.3333ms$, y que el estado 1, 2, 4, 6 deben durar en ejecución 1ms cada uno y el estado 2 y 5 deben durar 6.333ms cada uno.

El contador1 se incrementa de tal forma que el tiempo transcurrido es 1ms que representa a E y el contador2 se incrementa de tal forma que el tiempo transcurrido es 6.333ms representando el tiempo en alto de P1 o P2.

Ecuación 40-2: Límite del contador1 para el tiempo E.

$$cont1 = \frac{1ms}{46us} = 28$$

Ecuación 41-2: Límite del contador2 para el tiempo en alto de P1 oP2.

$$cont2 = \frac{6.333m}{46u} = 138$$

Siendo 28 el número límite de incremento del contador1 que represente el tiempo E en el que el pulso P1 o P2 está en bajo, y 138 el número límite al cual se incrementa el contador2 representando el tiempo en el que el pulsador P1 o P2 estará en alto.

2.4.3 Driver IR2110.

Debido a que la configuración de los transistores *S1* y *S3* en el puente de inversión es la de transistores en lado alto, un disparo con una referencia fija, como en el caso de transistores en lado bajo, no es posible. Además los transistores *S2* y *S4* deben tener la misma señal de disparo que sus pares respectivos, por lo se vio la necesidad de utilizar 2 drivers capaces de controlar el encendido y apagado de los transistores en el puente de inversión.

El Driver escogido es el IR2110, con una topología similar a la de la **Figura 40-2** es capaz de generar una señal de disparo con una referencia flotante, lo cual permite tener el control en el encendido y apagado de transistores en modo alto a través del pin 7. Además el pin 1 permite el control de un transistor en lado bajo, por lo cual cada integrado controla a cada par de transistores.

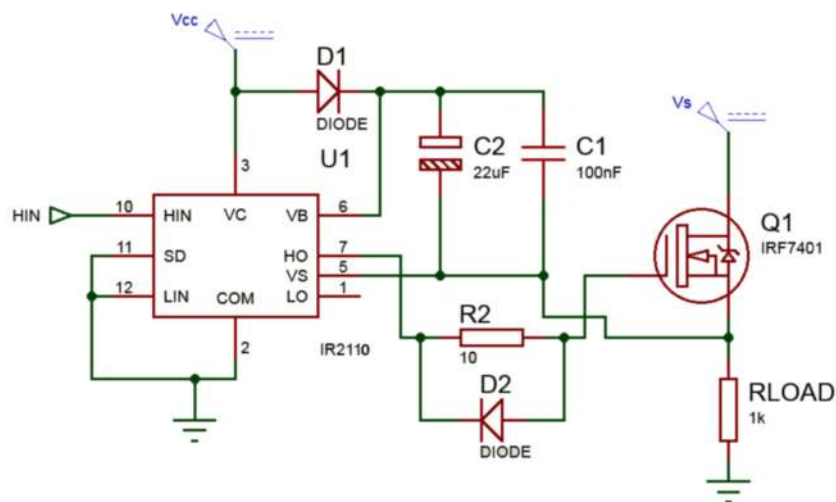


Figura 40-2: Topología típica para Mosfet en lado alto con IR2110.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Los pines HIN (entrada para Mosfet en lado alto) y LIN (entrada para Mosfet en lado bajo) en el IR2110 reciben las señales de salida del microcontrolador, previamente opto acopladas a través del integrado 4N25 y utilizando como fuente de tensión en el lado transistorizado de cada uno de

estos el bobinado secundario de un transformador previamente rectificadora y filtrada. El pin SD debe estar conectado a la tierra del driver para habilitar su funcionamiento. El pin Vcc debe estar conectado a una fuente de tensión de 12V, mientras que el valor de tensión del pin Vdd depende de los niveles de tensión en los que se encuentren las entradas HIN y LIN según la **Tabla 9-2**.

Tabla 9-2: Tensiones de entrada vs Vdd recomendado.

Niveles de tensión de entrada [V]	Vdd (Suministro lógico) [V]
3	4
4	6
5	8
6	9
7	10

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Fuente: (Infineon, 2005)

Se utilizó una tensión de 5V correspondientes a tensiones de entrada de 4V para cada driver. Los pines Vss y Com deben estar conectados a tierra. VB es el suministro flotante para el lado alto. Vs es la referencia flotante para el lado alto. HO y LO son las salidas correspondientes a los disparos para los transistores en lado alto y lado bajo respectivamente. La referencia para el transistor en lado bajo es la misma referencia del driver (GND).

Los diodos utilizados en la configuración del driver son comúnmente diodos rectificadores del tipo 1N4007, debido a que la velocidad de conmutación exigida es muy inferior a su velocidad de recuperación. Es importante colocar una resistencia entre el Gate-Source de cada uno de los Mosfets, la cual trabajará como una resistencia pull-down, asegurando el apagado de los Mosfets cuando su señal de Gate se encuentre en bajo, evitando así encendidos erráticos en la conmutación del puente de inversión. Esta resistencia tiene valores desde 10 KΩ.

El capacitor electrolítico utilizado para la topología del driver tiene valores que dependen del ciclo de trabajo y de la frecuencia de las señales de entrada, siendo el valor típico para inversores, a frecuencias de 60-50Hz, 22μF. El capacitor cerámico en paralelo tiene un valor típico de 0.1μF.

2.4.4 Circuito de Disparo y Aislamiento.

El circuito utilizado para generar las señales de disparo hacia los drivers del puente de inversión se muestra en la **Figura 4I-2**. La primera etapa está compuesta por un PIC17F877A en el cual se programaron ambas señales, pasando luego por un circuito transistorizado con el que se asegura la corriente necesaria a través del fotodiodo del 4N25 para el cual su fototransistor entrará en corte

y saturación. La corriente a través del fotodiodo tiene un valor típico de $25mA$ y se obtiene con la siguiente expresión:

Ecuación 42-2: Corriente en el diodo del 4n25 para el optoacoplamiento.

$$I_D = \frac{12V}{560\Omega}$$

$$I_D = 21.5mA$$

Las tensiones de entrada de $4V$ necesarias para el driver IR2110 se obtienen a través del arreglo de resistencias en el lado transistorizado del optoacoplador 4N25, con las que se establece un divisor de tensión cuando una de las señales del PIC está en bajo, recordando que en ese momento su señal complementaria está en alto. El divisor de tensión se establece como:

Ecuación 43-2: Voltaje en el divisor para el disparo de IN1 o IN2 en el driver ir210.

$$V_{IN1} = (V_{20} - 3V_D) \frac{3K\Omega}{3K\Omega + 10K\Omega}$$

$$V_{IN1} = (20 - 2.1) \frac{3K\Omega}{13K\Omega}$$

$$V_{IN1} = 4.13V$$

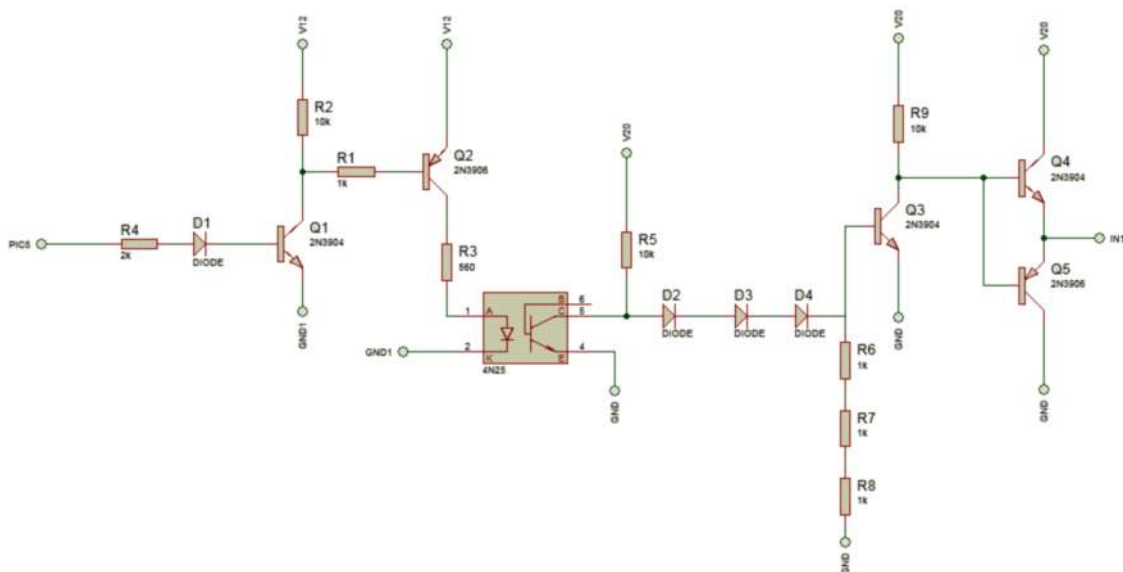


Figura 41-2: Topología de disparo y aislamiento para el puente de inversión.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean Carlos, 2018.

2.4.5 Circuito de Generador de Tensiones de Referencia.

La **Figura 42-2** muestra el circuito utilizado para generar las tensiones estables de 9V y -9V con las que se alimentaron todos los circuitos de las etapas descritas anteriormente, excepto las tensiones de alimentación de los amplificadores operacionales.

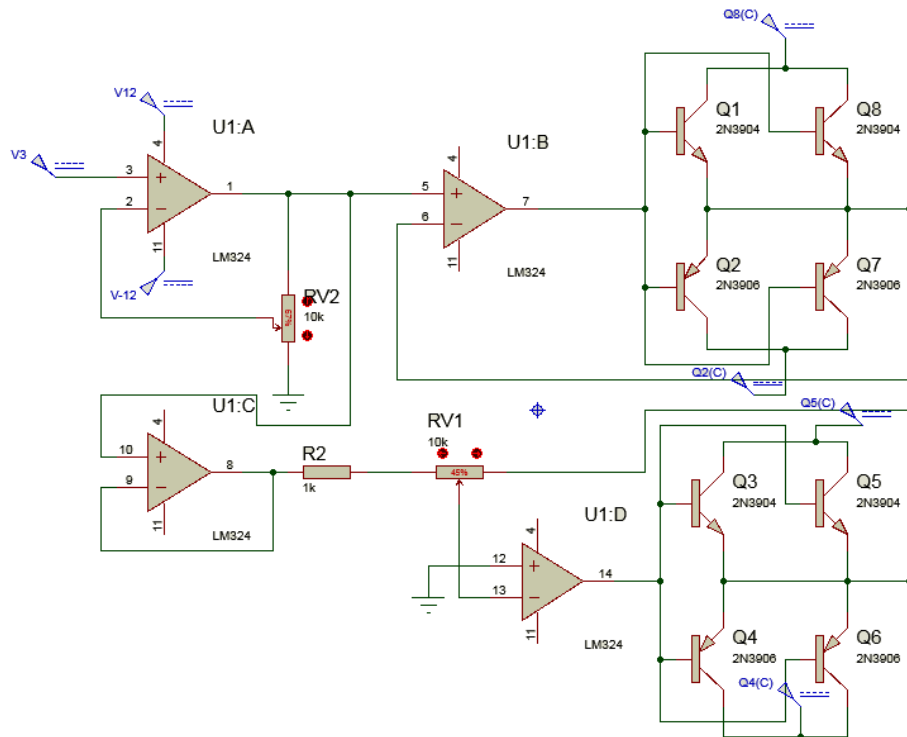


Figura 42-2: Circuito Tensiones de Referencia +9 y -9 voltios.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El circuito está compuesto por 2 etapas, la primera utiliza una pila CR2032 con una tensión aproximada de 3.5V la cual se pasa por un circuito amplificador no inversor para después pasar por un circuito seguidor de tensión con salida transistorizada para un mayor manejo de carga. La segunda etapa se alimenta con la salida de U1: A, esta tensión se pasa a través de un seguidor de tensión para después ser invertida y amplificada con U1: D cuya salida está también transistorizada.

El valor de Rv2 para una tensión de 9V en la salida viene dado por la siguiente expresión:

Ecuación 42-2: Resistencia para la ganancia de 9v.

$$R_{v2'} = R_{v2} \left(1 - \frac{V_i}{V_0} \right)$$

$$R_{v2'} = 10 \times 10^3 \left(1 - \frac{3.5}{9} \right)$$

$$R_{v2'} = 6111 \Omega$$

Dado que $R_{v2} = R_{v2'} + R_{v2''}$ el valor de R_{v2} es:

$$R_{v2''} = R_{v2} - R_{v2'}$$

$$R_{v2''} = 10 \times 10^3 - 6111$$

$$R_{v2''} = 3889 \Omega$$

El valor de R_{v1} para una tensión de $-9V$ en la salida viene dado por la siguiente expresión:

Ecuación 44-2: Resistencia para la ganancia de $-9v$.

$$R_{v1'} = R_{v1} \left(\frac{V_0}{V_0 - V_i} \right)$$

$$R_{v1'} = 11 \times 10^3 \left(\frac{-9}{-9 - 9} \right)$$

$$R_{v1'} = 5500 \Omega$$

Dado que $R_{v1} = R_{v1'} + R_{v1''}$ el valor de R_{v1} es:

$$R_{v1''} = R_{v1} - R_{v1'}$$

$$R_{v1''} = 10 \times 10^3 - 5500$$

$$R_{v1''} = 4500 \Omega$$

2.4.6 Fuentes Auxiliares.

Debido a los diferentes niveles de tensión de alimentación que requieren los circuitos descritos anteriormente en las distintas etapas del sistema, y a la necesidad de aislamiento entre los mismos, se vio la necesidad de diseñar una fuente que suministre los distintos niveles de tensión DC a partir de una sola fuente AC.

Tomando en cuenta la corriente total consumida por el sistema en marcha, la cual se midió en aproximadamente $43mA$ para la tensión de $+12V$ y $-17mA$ para la tensión de $-12V$ se seleccionó un transformador con las siguientes características:

Tabla 10-2: Parámetros iniciales Transformador.

Parámetros	Valor
V_i	120V

Parámetros	Valor
V_0	12V
I_0	2A

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Para el rediseño del transformador seleccionado se utilizó alambre de cobre esmaltado calibre 28 el cual cubre ampliamente las necesidades de corriente, se contó el número de vueltas del bobinado secundario y se rebobinaron 10 secundarios, 2 de estos con toma central para la fuente dual de +/-12V.

La **Figura 43-2:** Esquema Fuentes Auxiliares. muestra el esquema utilizado para la elaboración de las fuentes, compuesto por una etapa de reducción de tensión, rectificación, filtrado y al final se hace uso de reguladores lineales de tensión del tipo LM78XX y LM79XX.

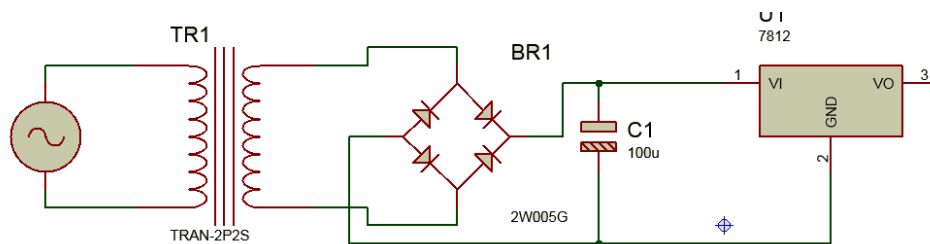


Figura 43-2: Esquema Fuentes Auxiliares.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

2.5 Diagrama del Sistema Final.

En la **Figura 44-2** se puede observar el diagrama final del sistema donde para la selección del sistema en lazo abierto o lazo cerrado se tiene diferentes interruptores, de igual manera para el oscilador que evalúa el controlador.

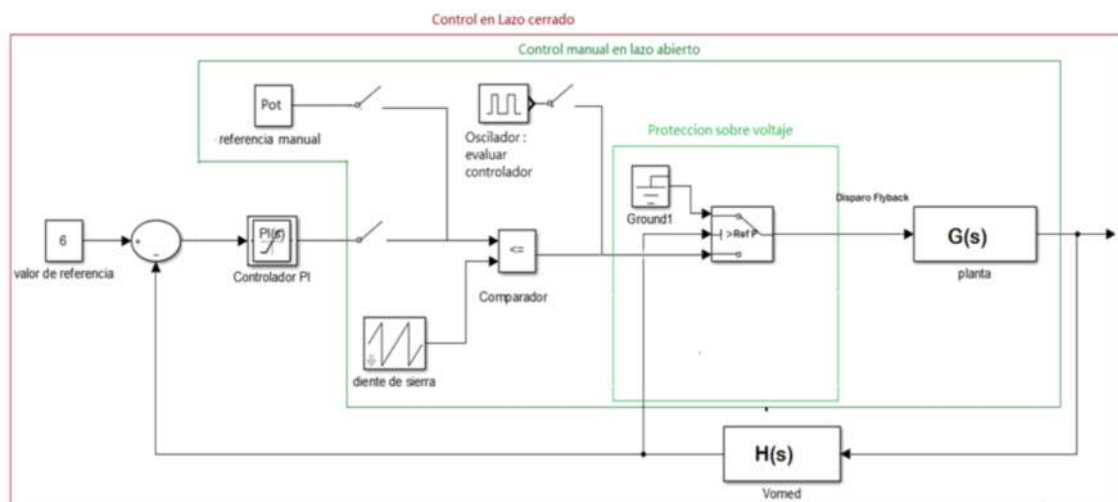


Figura 44-2: Esquema del control del sistema.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

CAPITULO III

3 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

3.1 Introducción

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos, después que responden a la problemática y dan cumplimiento a los objetivos planteados. Estos resultados sustentan los cálculos de diseño y análisis hechos en el capítulo anterior.

3.2 Planta (Fuente Flyback).

Una vez construida la planta se realizaron pruebas en lazo cerrado variando la carga conectada a la fuente. Entre ellas se utilizó una carga de 15w, de 40w y se probó el funcionamiento en el vacío, se muestrearon datos dentro de un lapso de tiempo lo bastante corto para asegurar una alta confiabilidad de los datos recogidos. Se tomaron muestras con 8000 datos para cada señal, para

luego de procesarlos con el software MATLAB obteniendo los valores de corrientes y tensiones que permitieron evaluar el rendimiento de la fuente en términos de potencias, cabe señalar que todas las pruebas para la fuente se hicieron con las cargas conectadas en paralelo al capacitor, sin usar el puente de inversión.

3.2.1 Propagación de error divisor de voltaje de medición de la fuente.

Las resistencias del divisor de voltaje de la **Figura 29-2** tienen tolerancia por lo que el valor calculado de voltaje no es igual que el valor medido pero si es muy próximo.

Se calculó el valor de la desviación o el valor del error medido mediante el cálculo diferencial.

El divisor de voltaje está configurado de tal manera que su resistencia equivalente es 100K, por lo tanto $\sum_{i=1}^N R_i = 100.412k$, se tiene un $R_{eq} = 100.312K$ y una $R_1 = 100\Omega$.

El valor de las resistencias se expresa de la siguiente manera:

$$R_x = \langle R_x \rangle \pm \Delta R_x$$

La propagación de error en paralelo se expresa con la siguiente ecuación:

Ecuación 1-3: Error de resistencias en paralelo.

$$\Delta R_p = \frac{\partial \langle R_p \rangle}{\partial \langle R_x \rangle} \Delta R_x + \frac{\partial \langle R_p \rangle}{\partial \langle R_y \rangle} \Delta R_y$$

Siendo $\langle R_p \rangle$ la resistencia equivalente en paralelo.

Derivando la expresión se obtiene:

Ecuación 2-3: Error en resistencias en paralelo.

$$\Delta R_p = \frac{\langle R_y \rangle^2}{(\langle R_x \rangle + \langle R_y \rangle)^2} \Delta R_x + \frac{\langle R_x \rangle^2}{(\langle R_x \rangle + \langle R_y \rangle)^2} \Delta R_y$$

Para resistencia en serie:

$$\Delta R_s = \frac{\partial \langle R_s \rangle}{\partial \langle R_x \rangle} \Delta R_x + \frac{\partial \langle R_s \rangle}{\partial \langle R_y \rangle} \Delta R_y$$

Ecuación 3-3: Error en resistencias en serie.

$$\begin{aligned} \Delta R_{2-3-4-(5,6)} &= \Delta R_{5-6} + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4 \\ &= 25 + 50 + 50 + 5k = 5115\Omega \end{aligned}$$

Para la resistencia en paralelo a la de 4.7M:

$$\Delta R_{5-6} = \frac{(4.7M)^2}{((102.5K) + (4.7M\Omega))^2} 5115 + \frac{(102.5K\Omega)^2}{((102.5K) + (4.7M\Omega))^2} 235k = 5006.039$$

En serie a la de 100:

$$\Delta R_{eq-1} = \Delta R_{eq} + \Delta R_{eq} = 5006.039 + 5 = \pm 5011.039\Omega$$

De esta forma se obtuvo el error de la resistencia equivalente.

El voltaje que cae en la resistencia de medición es por cálculo 0.12v, para un voltaje del capacitor de 120 esto es dado por:

Ecuación 4-3: Voltaje de R de medición.

$$V_y = V_u \frac{R_1}{\sum_{i=1}^N R_i}$$

Para lo cual se tiene la fórmula de la propagación del error en medidas independientes para la función de la **Ecuación 4-3** como la suma en cuadratura de los errores independientes.

Ecuación 5-3: Propagación de error en la medición del voltaje de medidas independientes.

$$\Delta V_y = \sqrt{\sum_{i=2}^N \left(\frac{\partial V_y}{\partial R_i} \Delta R_i \right)^2}$$

$$\Delta V_y = \sqrt{\left(\frac{V_u R_{eq}}{(R_1 + R_{eq})^2} \Delta R_1 \right)^2 + \left(\frac{V_u R_1}{(R_1 + R_{eq})^2} \Delta R_{eq} \right)^2}$$

$$\Delta V_y = \sqrt{\left(\frac{0.12 * 100.312K}{(100.412k)^2} * 5 \right)^2 + \left(\frac{0.12 * 100}{(100.412K)^2} 5011.039 \right)^2} = 8.4\mu V$$

$$error\% = \frac{8.4\mu}{0.12} * 100\% = 0.007\%$$

El error en la medición del voltaje en el acondicionamiento de la fuente Flyback es de 0.007% siendo la medición de $0.12 \pm 8.4\mu V$

3.2.2 Propagación de error de la corriente en la resistencia shunt.

El estudio para determinar la incertidumbre en la medición de la corriente se determinó a partir de la variación de la constante K la cual se halló que es el siguiente valor.

$$\Delta k = 4,90876188$$

Por lo que la constante de multiplicación K en la **Ecuación 4-2** sería $K = 141.2629 \pm 4,90876188$. Con el valor de Δk se determinó la propagación de la medición de la corriente.

$$\Delta I = 0.176189$$

Por lo cual se puede definir la corriente medida como $I \pm \Delta I$.

3.2.3 Señales de disparo de la fuente.

La **Figura 1-3** y **Figura 2-3**, muestran las señales del comparador, la diente de sierra y el disparo hacia el gate de los mosfet de la fuente, en donde la onda es cuadrada obteniendo así el PWM para el control de los elementos de conmutación, teniendo en cuenta que en el voltaje medido de salida es 120V.

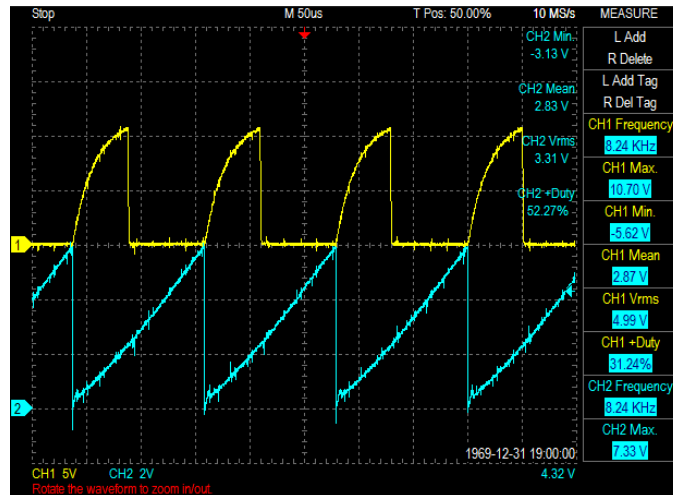


Figura 1-3: Señales de disparo para 15W y diente de sierra.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

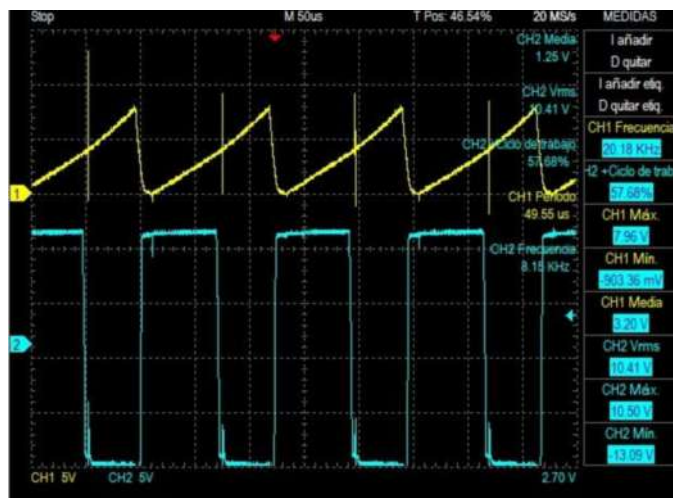


Figura 2-3: Disparo del Gate.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

3.2.4 Batería y Elementos de conmutación.

La **Figura 3-3** muestra las formas de onda de tensión en la batería y en los elementos de conmutación para una tensión de salida de 120V. La medición se hizo a través de un circuito divisor de tensión, cuyo factor de conversión es de 1:13 con lo que cada voltio de tensión leída se corresponde con 13 voltios en los elementos de conmutación y en la batería.

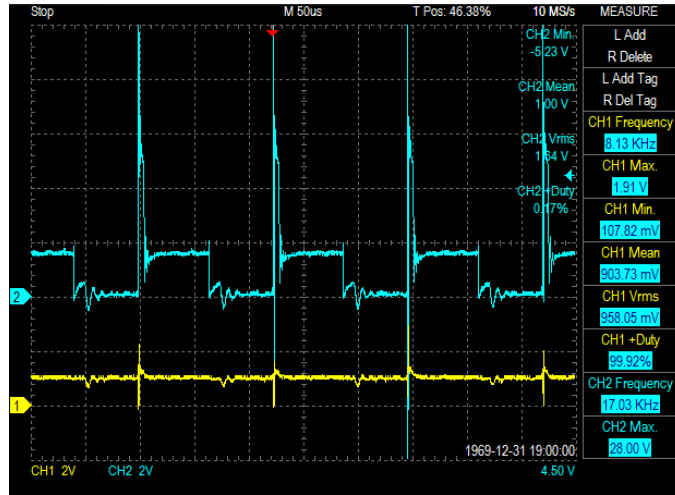


Figura 3-3: Tensión de la batería y tensión en los mosfet de conmutación de la Flyback.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Después de procesar estas señales en el software MATLAB se obtuvo la **Tabla 1-3** que muestra los valores DC, AC y RMS de tensión calculados con las muestras obtenidas de la batería.

Tabla 1-3: Tensiones vistas en la batería.

	Tensión DC (V)	Tensión AC (V)	Tensión RMS (V)
Batería	12.77	4.41	13.51

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La tensión en los Mosfets en su estado abierto presentan una tensión promedio de $V_{swoff} = (-V_o) \frac{N_1}{N_2} + V_s = 20.74V$ y en su estado cerrado presentan una tensión promedio de $V_{swon} = 0v$. Se presentan también tensiones superiores a los 300V cuando estos pasan del estado cerrado al estado abierto, esto se debe a que en esta transición de desactivación la inductancia de magnetización intenta evitar que la corriente a través del primario del transformador desaparezca, por lo que presenta una tensión transitoria de polaridad inversa al momento de transferir energía al secundario del transformador.

3.2.4.1 Propagación del error en el divisor de voltaje del mosfet de conmutación de la fuente.

De manera similar al **apartado 3.2.1** se calculó la propagación del error para el divisor de voltaje utilizado en la medición del voltaje del mosfet de conmutación de la fuente, para lo cual se tiene $R_1 = 2M\Omega$ y $R_2 = 200k\Omega$ cuyos errores fueron calculados con la **Ecuación 3-3** siendo estos $\Delta_{R1} = 100000$ y $\Delta_{R2} = 10000$.

Con la **Ecuación 5-3** se calculó la propagación del error en la medición en esta medición.

$$\Delta V_y = \sqrt{\left(\frac{1.8854 * 2M}{(2.2M)^2} * 10k\right)^2 + \left(\frac{1.8854 * 200K}{(2.2M)^2} 100K\right)^2} = 11mV$$

$$error\% = \frac{0.011}{1.8854} * 100\% = 0.58\%$$

El error en la medición del voltaje en el mosfet de conmutación fuente Flayback es de 0.58% siendo la medición de $1.8854 \pm 11mV$

3.2.5 Corriente que pasa por la resistencia Shunt.

La **Figura 4-3** muestra la forma de onda de la corriente de la fuente que se la puede observar a través de la resistencia shunt diseñada en el **Capítulo 2 Sección 2.3.2**, sus valores DC, AC y RMS se resumen en la **Tabla 2-3**.

Tabla 2-3: Tensiones vistas en la batería.

	Corriente DC (A)	Corriente AC (A)	Corriente RMS (A)
Corriente Shunt	3.8	46.72	46.87

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

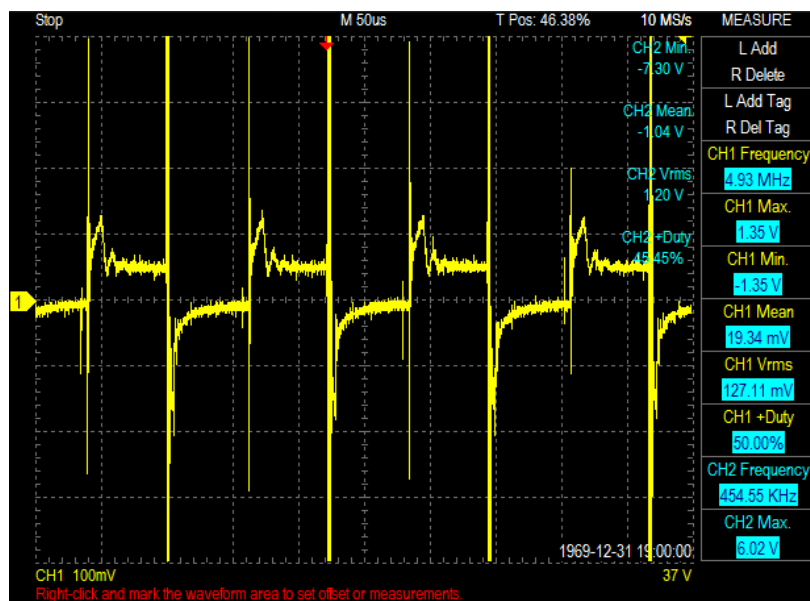


Figura 4-5: Forma de voltaje en la resistencia shunt.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

3.2.6 Potencias de Entrada en la fuente.

Con los datos de tensión en la batería y de corriente en el shunt, el cálculo para la potencia de entrada se obtiene a partir de la integral en el periodo de la potencia instantánea ponderada en el periodo $P_s = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) i_s(t) dt$, resultando ser:

Ecuación 6-3: Potencia instantánea entregada por la fuente.

$$P_s = 36.57w$$

La potencia aparente de entrada se calculó a partir de los valores RMS de tensión en la batería y corriente en el shunt, como el producto entre ambas magnitudes, resultando ser:

Ecuación 7-3: Potencia aparente entregada por la fuente.

$$S_s = 633.35VA$$

Obtenidas las potencias aparente y activa de entrada de la fuente, se calcula la potencia reactiva de entrada a partir del triángulo de potencia, calculándose como:

$$Q_s = \sqrt{S_s^2 - P_s^2}$$

Ecuación 8-3: Potencia reactiva entregada por la fuente.

$$Q_s = 632.3VAR$$

3.2.7 Potencias de Salidas en la fuente Flyback.

Con el fin de obtener las potencias en la carga de salida de 15w y en el capacitor de salida en la fuente Flyback, se colocaron resistencias shunts comerciales de 0.1Ω para determinar los valores de corriente a través de cada uno de estos por medio de su voltaje. La **Figura 5-3** y la **Figura 6-3** muestran las formas de onda de las tensiones del capacitor y la carga junto con las tensiones shunts para cada una.

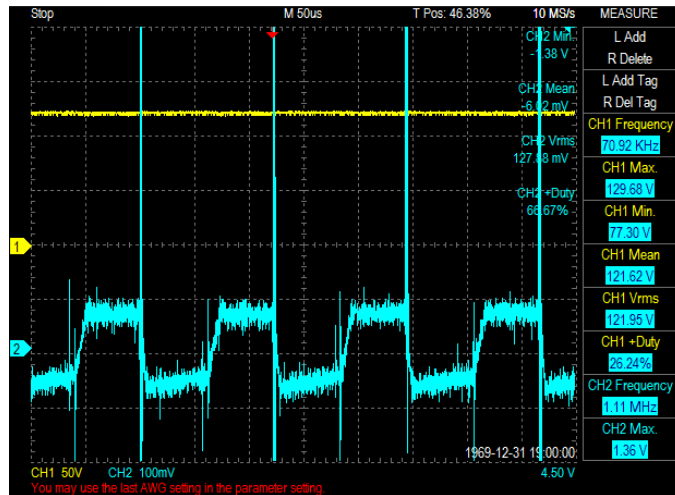


Figura 5-3: Formas de onda Capacitor y Shunt en serie.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

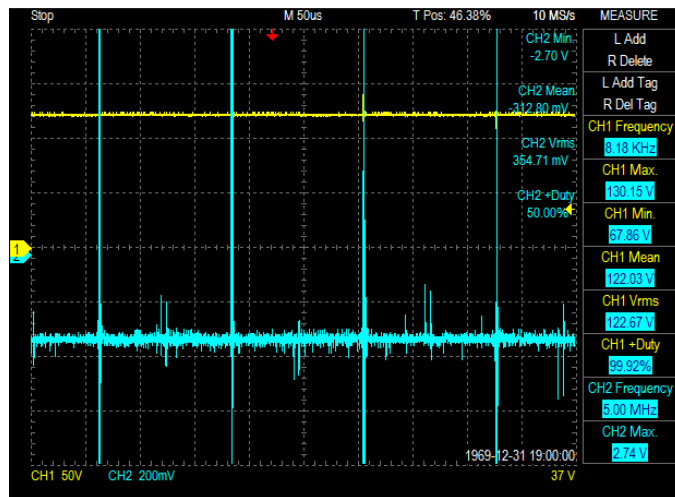


Figura 6-3: Formas de onda de Carga 15w y shunt en serie.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Los valores resistivos reales de las resistencias shunts utilizadas se determinaron a través de la relación tensión-corriente, al hacer pasar por ellas una corriente de 2A. La **Tabla 3-3** muestra los valores de tensiones y corrientes obtenidos del procesamiento de las señales.

Tabla 3-3: Tensiones y Corrientes en los elementos de salida.

	Tensión DC (V)	Tensión RMS (V)	Corriente DC (A)	Corriente RMS (V)
Capacitor	121.45	121.466	0.007	0.7531
Shunt_C	0.06	0.128	0.007	0.7531
Carga 15w	122.82	122.82	0.22	0.2572
Shunt_carga	0.295	0.3444	0.22	0.2572

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Con estos valores de tensiones y corrientes se procedió a determinar los valores de potencias en cada uno de los elementos. La **Tabla 4-3** muestra las potencias calculadas para los 4 elementos:

Tabla 4-3: Potencias calculadas para los elementos de salida.

	Potencia Activa (w)	Potencia Reactiva (VAR)	Potencia Aparente (VA)
Capacitor	-	91.478	91.478
Shunt_C	0.0964	-	0.0964
Carga 15w	27.02	16.375	31.6
Shunt_carga	0.0886	-	0.0886

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Según se observa en la **Tabla 4-3** la carga de la fuente presenta un valor de potencia reactiva a pesar de tratarse de un foco incandescente, esto debido a que en su interior está compuesto por un filamento metálico bobinado, el cual añade un valor inductivo en la carga lo que produce este consumo de potencia.

3.2.8 Evaluación del triángulo de potencias en la fuente Flyback.

Con la evaluación del triángulo de potencias en la fuente Flyback se determinaron las pérdidas en los elementos de conmutación y a la potencia reactiva en las inductancias del transformador.

3.2.8.1 Potencia en las inductancias del transformador.

Sabiendo que la potencia reactiva de la fuente recae en los elementos que presentan valores inductivos y capacitivos, se plantea la siguiente igualdad:

Ecuación 9-3: Potencia reactiva de la fuente.

$$Q_s = Q_{LT} + Q_o - Q_C$$

Por lo que la potencia reactiva en las inductancias del transformador es:

$$Q_{LT} = Q_s - (Q_o - Q_C)$$

$$Q_{LT} = 707.4VAR$$

3.2.9 Pérdidas en los elementos de conmutación.

Al igual que la potencia reactiva de la fuente, su potencia activa se calculó como la suma de las potencias activas en los elementos resistivos como:

Ecuación 10-3: Potencia activa de la fuente

$$P_S = P_{Sw} + P_{shuntO} + P_{shuntC} + P_O$$

Por lo que las pérdidas en los elementos de conmutación son:

$$P_{Sw} = P_S - (P_{shuntO} + P_{shuntC} + P_O)$$

$$P_{Sw} = 9.365w$$

3.2.10 Cálculo de la eficiencia de la fuente Flyback.

Determinadas las potencias de nuestra fuente Flyback, el cálculo de la eficiencia de la fuente en términos de la potencia activa aprovechada por la carga, viene dada por:

Ecuación 11-3: Eficiencia de la fuente.

$$\eta = \frac{P_o}{P_S} * 100$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Sw}} * 100$$

$$\eta = \frac{27.02}{27.02 + 9.365} * 100$$

$$\eta = 74.26\%$$

3.2.11 Cálculo experimental de la relación de transformación en el transformador.

Tomando los valores de tensión de los bobinados del transformador para uno de los lapsos de conmutación de la fuente Flyback, se plantea la siguiente igualdad:

$$V_{prim} = V_{sec} \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_S - V_{Sw} = -(V_o + V_{ShuntO}) \frac{N_1}{N_2}$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{-(V_o + V_{ShuntO})}{V_S - V_{Sw}}$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{-(122.78 + 0.296)}{12.91 - 20.74}$$

$$\frac{N_2}{N_1} = 15.7$$

El valor experimental de la relación de transformación obtenido es menor al valor real de relación diseñado esto se puede otorgar a las pérdidas por los efectos no cuantificables en el transformador sea por resistencia magnética, perdidas de acople en el núcleo, resistencias en los conductores.

3.2.12 Rizo de tensión de salida en la fuente Flyback de los valores DC.

El rizo de la tensión de salida de la fuente Flyback de los valores DC con cargas de 0w, 15w y 40w se muestra en la **Figura 7-3**, **Figura 8-3** y **Figura 9-3** respectivamente, esto medido antes de entrar al puente de inversión. La **Tabla 5-3** muestra los valores promedios máximos y mínimos de tensión en la salida de la fuente Flyback, se evaluó en cargas de 15w y 40w así también como en el vacío para encontrar una relación entre la carga y el rizo

Tabla 5-3: Tensiones promedio máximas y mínimas de salida.

Carga	VoDC	Vo min	Vo max	Rizo	%Rizo
0 W	130	130	130	0	0%
15W	120.28	120.10	120.46	300m	0.24%
40W	121.24	120.9	120.44	460m	0.38%

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

No se aprecia un rizo pronunciado en la fuente sin carga, los cambios que existen del voltaje se los puede atribuir por el ruido de la fuente.

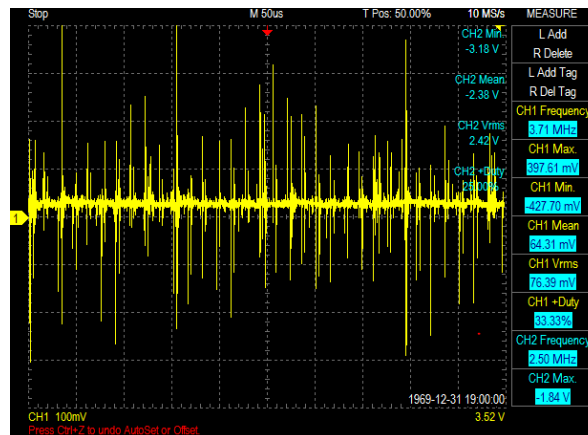


Figura 7-3: Rizo de salida 0W.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

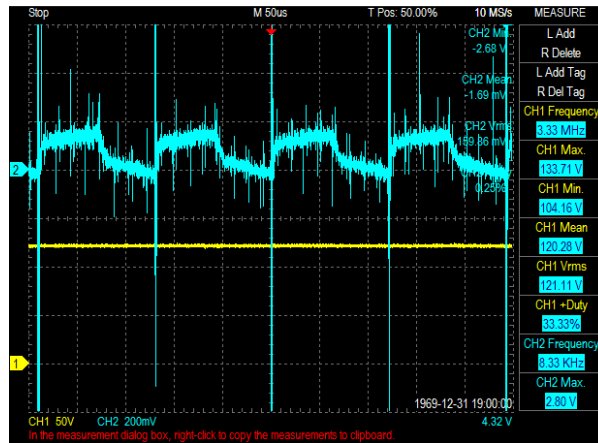


Figura 8-3: Formas de onda de tensión y rizo de salida 15W.
 Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

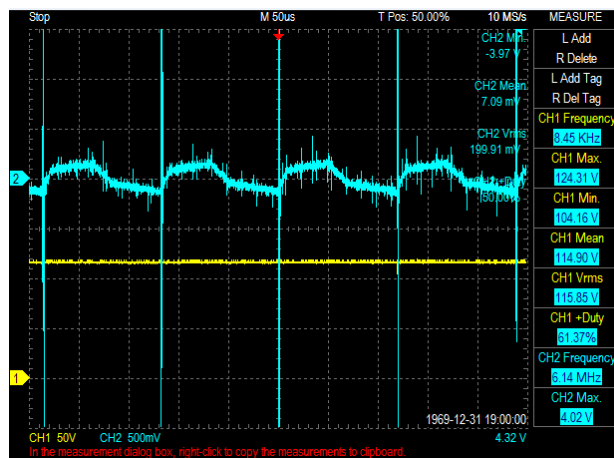


Figura 9-3: Rizo de salida 40W.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Con los datos de la **Tabla 5-3** el rizo de tensión presente a la salida de la fuente Flyback se calcula como:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_o}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{120.1 - 120.46}{120.28} * 100$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.24\%$$

El **Gráfico 1-3** muestra la relación entre la carga y el rizo de voltaje

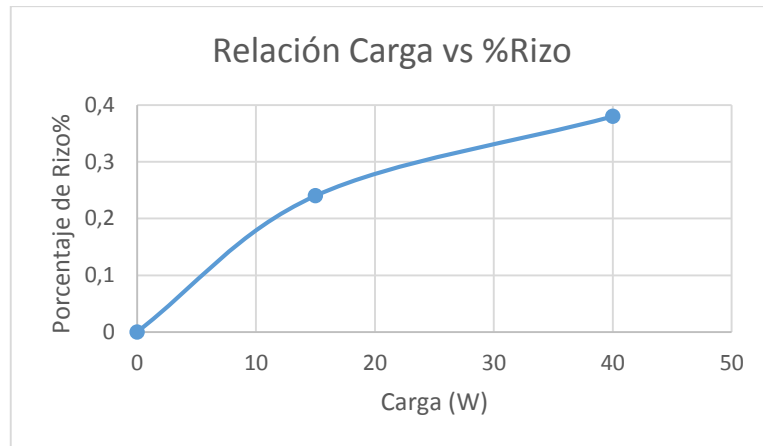


Gráfico 1-3: Relación Carga vs %Rizo.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

3.2.13 Pruebas del controlador.

Para probar el controlador de la fuente Flyback, se utilizó 3 cargas diferentes de 0W es decir en vacío, y bombillos de 15W y 40W, cada una de estas cargas requiere diferente valor de corriente para alcanzar los 120V, por lo que el controlador tiene regular el ciclo de trabajo del disparo de los mosfet. En la **Tabla 6-3:** Valor del controlador para diferentes cargas., muestra los valores de voltaje del controlador que se compara con el diente de sierra, de igual manera el porcentaje en el ciclo de trabajo del PWM del disparo del Mosfet.

Tabla 6-3: Valor del controlador para diferentes cargas.

Carga (W)	Duty cycle (%)	Voltaje de referencia(V)
Vacío	15%	0.9
15W	31.24%	1.8
40W	42.14%	2.5

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La **Figura 10-3** muestran las señales de disparo para 15w, 40w, y en vacío, donde se observa el ciclo de trabajo.

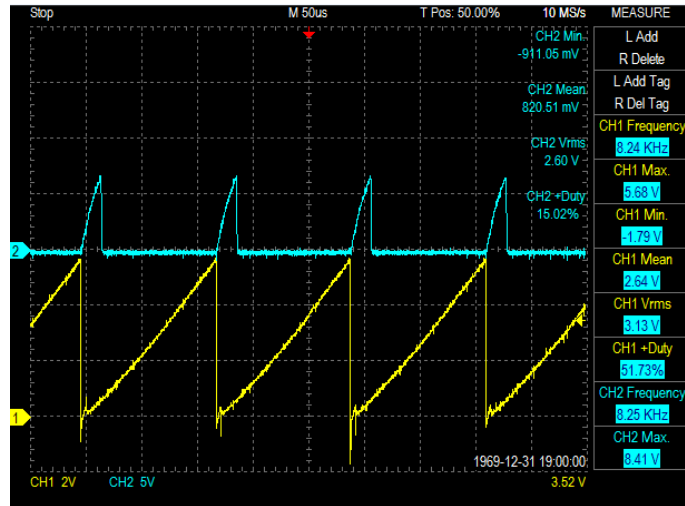


Figura 10-3: Disparo para la fuente al vacío.
 Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

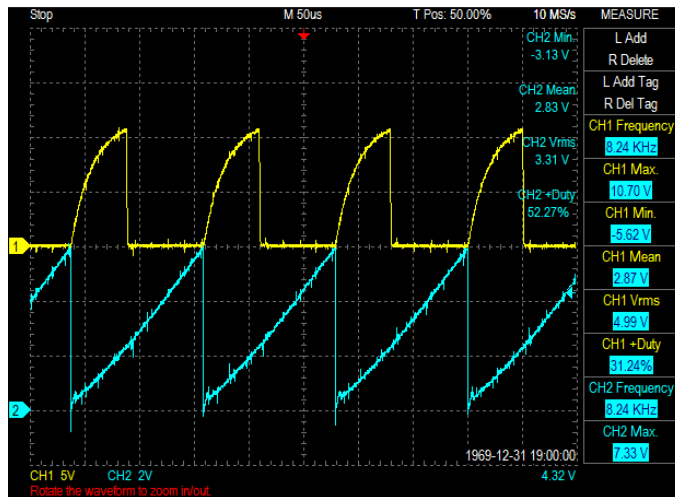


Figura 11-3: Disparo para la fuente para 15 W.
 Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

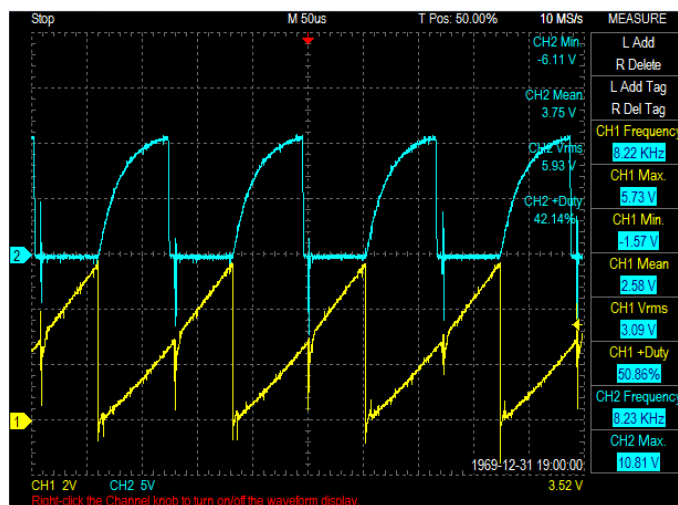


Figura 12-3: Disparo para la fuente para 40W.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El **Gráfico 2-3** muestra la relación entre la carga y la salida del controlador, se puede observar que mientras la carga requiere mayor potencia el voltaje del controlador aumenta haciendo que el ciclo de trabajo aumente en porcentaje.

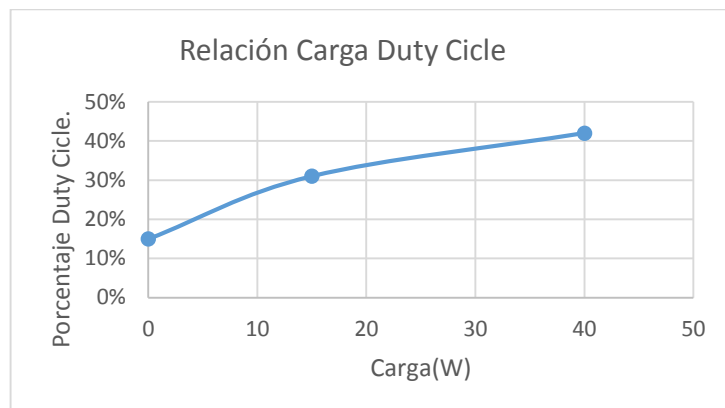


Gráfico 2-3: Relación Carga duty cycle del PWM.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

3.2.13.1 Respuesta Transitoria.

El controlador debe elevar el voltaje a 120v y mantenerlo, lo que se observa en la **Figura 13-3**, **Figura 14-3** y **Figura 15-3** después de evaluar su respuesta en el controlador se analizó cada una obteniendo así la tabla de consideraciones de la respuesta transitoria para cada una de las cargas evaluadas

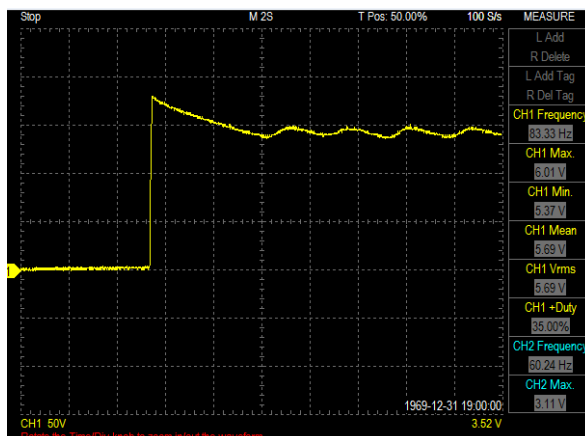


Figura 13-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador sin carga.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

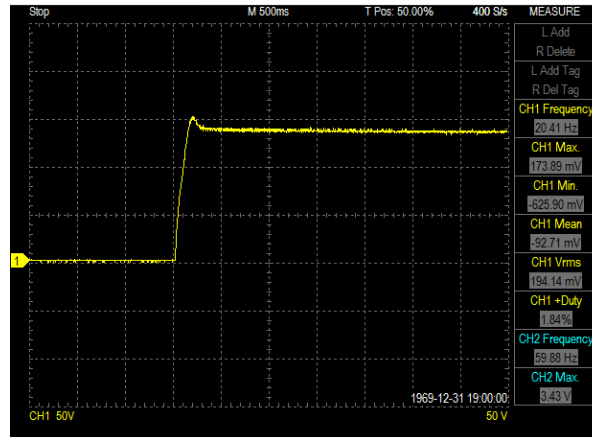


Figura 14-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador con carga de 15W.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

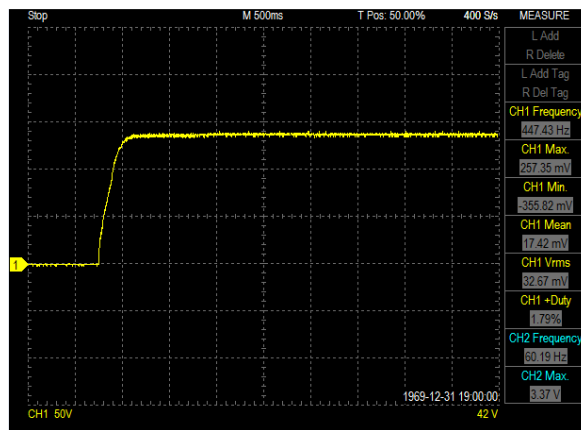


Figura 15-3: Prueba de la respuesta transitoria del controlador con carga de 40W.

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

La **Tabla 7-3** muestra las características de la respuesta transitoria para cada una de las cargas siendo T_d el tiempo que se demora en alcanzar la mitad del valor final, T_r el tiempo en el que se demora en alcanzar el valor final por primera vez, T_p el tiempo que se demora en alcanzar el primer pico de sobre impulso, T_s el tiempo en que se demora establecerse.

Tabla 7-3: Consideraciones de la Respuesta Transitoria.

Carga	Tiempo de Retardo T_d	Tiempo de crecimiento T_r	Tiempo de pico T_p	Tiempo de Establecimiento o T_s	sobre paso(V)	V_o de establecimiento (V)
Vacío	50ms	70ms	100ms	6s	41%	130
15W	70ms	150ms	200ms	310ms	6.5%	123
40W	120ms	400ms	400ms	400ms	0%	121

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Observando las figuras **Figura 13-3** la cual tiene un sobrepaso de 41% **Figura 14-3** la cual tiene un sobrepaso moderado de 6.5% y la **Figura 15-3** la cual no tiene sobrepaso, este comportamiento se puede sustentar en un análisis de tipo descriptivo fundamentado en el análisis del armónico fundamental de un estudio de Fourier, el análisis simplificado muestra que la corriente efectiva esta presente solo cuando el interruptor está abierto esto hace ver como la inductancia magnetizante queda en serie con el transformador, lo que permite obtener un modelo de transferencia simplificado de la siguiente manera.

Ecuación 12-3: Función de transferencia del análisis del primer armónico.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{N_2}{N_1} * \frac{\frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{CL_m}}{\left(s^2 + \frac{1}{CR}s + \frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{CL_m}\right)}$$

Analizado análogamente como un sistema de segundo orden se obtuvo el valor de W_n el cual depende de la inductancia magnetizante, la relación de transformación y el valor del capacitor por lo tanto es fijo.

Ecuación 13-3: W_n del sistema.

$$W_n = \sqrt{\frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{CL_m}}$$

Sin embargo ζ no es fijo, este depende de R , cuanto más grande la resistencia, ζ tiende a cero, y cuando R tiende a cero, ζ tiende a un valor muy grande.

Ecuación 14-3: Chi para el sistema.

$$\zeta = \frac{1}{2R * \sqrt{\frac{N_1}{N_2} * \frac{1}{CL_m}}}$$

En una potencia 0W quiere decir que la resistencia de carga es muy grande, basándose en la **Ecuación 14-3**, para una resistencia infinita ζ tiende a 0, haciendo que el sobrepaso sea superior, de igual manera si la potencia es alta ζ tiende a 1 esto se puede comprobar en la ecuación:

Ecuación 15-3: Sobrepaso del sistema.

$$m_p = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

Donde sí ζ tiende a 0 el sobrepaso es 1, es decir tendría un sobrepaso de 100%, y si R se disminuye ζ tiende a infinito, lo que hace que el sobrepaso sea 0. Por lo que cuando se aumenta la potencia el sobrepaso disminuye. Eso se puede observar en las **Figura 13-3**, **Figura 15-3**, que vienen con considerable sobrepaso y sin sobrepaso respectivamente.

Adicionalmente se puede ver una incidencia en el tiempo de establecimiento de cuanto más potencia, R es más pequeño y el tiempo de establecimiento es menor, mientras que cuando no tenemos potencia R es muy grande y el tiempo de establecimiento es mayor que se puede apreciar con la ecuación:

Ecuación 16-3: Tiempo de establecimiento del sistema.

$$t_{ss} = 4 * 2R\sqrt{C}$$

De igual manera para el tiempo en el que el sistema alcanza el mayor valor.

Ecuación 17-3: Tiempo pico del sistema.

$$t_p = \frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}$$

Donde si ζ tiende a 1 t_p tiende a infinito, y si ζ tiende a 0 t_p tiende a 0

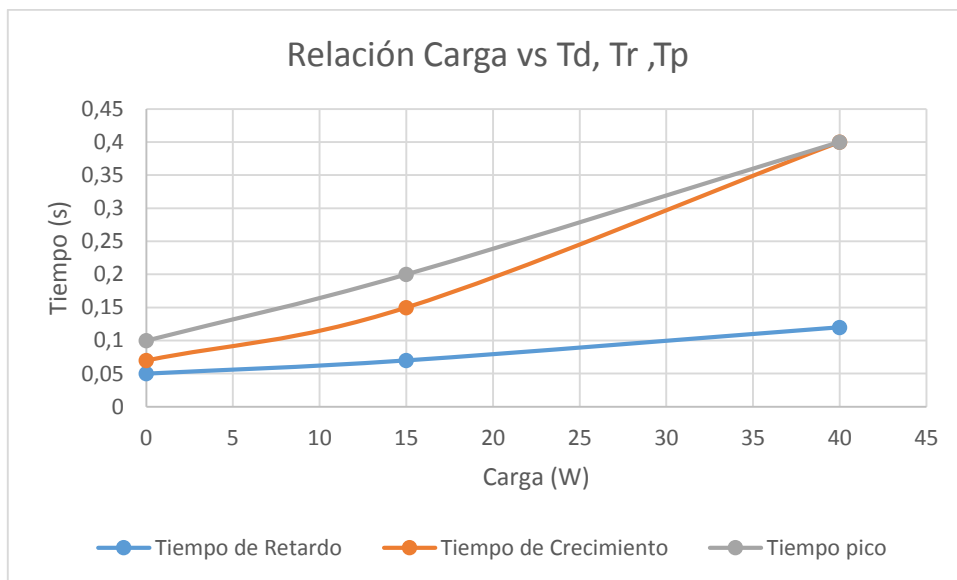


Gráfico 3-3: Relación carga vs tiempo de retardo, tiempo de crecimiento, tiempo pico.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

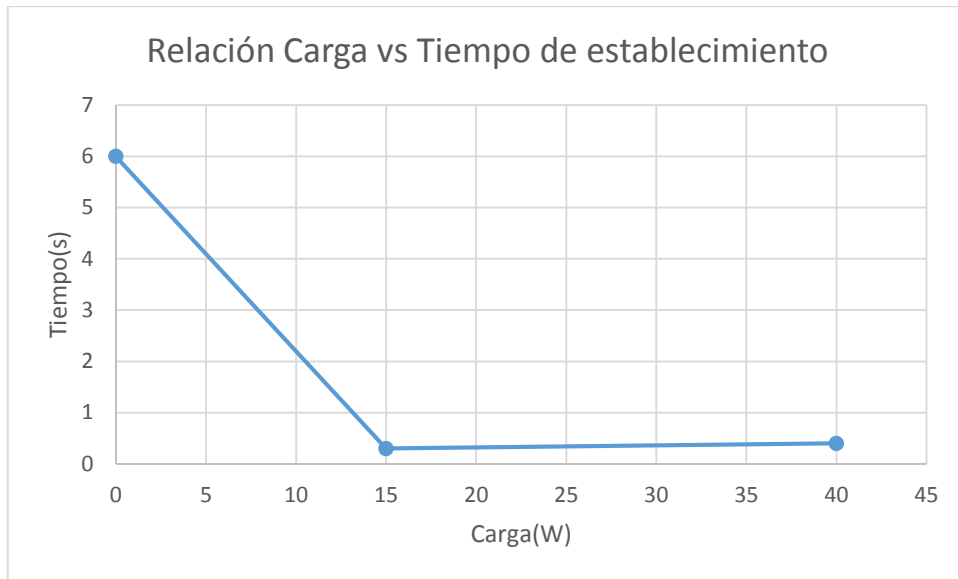


Gráfico 4-3: Relación carga vs tiempo de establecimiento.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

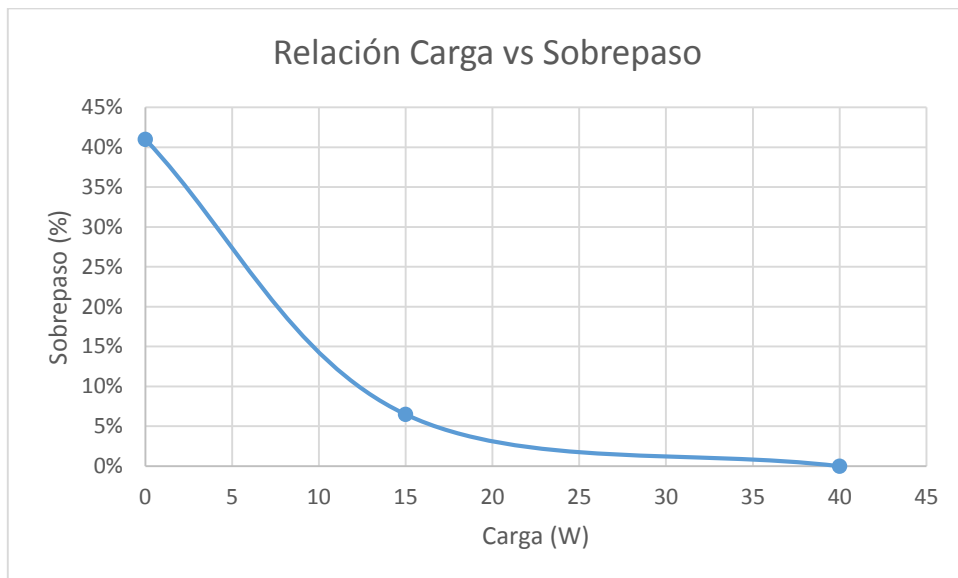


Gráfico 5-3: Relación carga vs sobrepaso.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

El **Gráfico 3-3** muestra la relación entre la carga y los tiempos T_d , T_r , T_p de la respuesta transitoria para diferentes cargas, se observa que para cada uno de estos tiempos a medida que la carga aumenta el tiempo de cada parámetro aumenta.

El **Gráfico 4-3** muestra la relación entre la carga y el tiempo de establecimiento, se puede observar cuando la planta está sin carga se demora más tiempo en establecerse.

El **Gráfico 5-3** muestra la relación entre la carga y el sobre pico, observándose que existe mayor sobre pico mientras la carga sea menor, alcanzando valores de 40% del voltaje de establecimiento al estar la planta en vacío.

3.3 Puente de inversión.

La **Figura 16-3** muestra la salida de los puertos D0, D1 del microcontrolador el cual controla el puente de inversión, por medio de dos salidas, se comprobó que los contadores fueron calculados correctamente para que la frecuencia sea de 60Hz, estos pulsos prenden el puente de inversión cuyas formas de onda se muestran en la **Figura 17-3** y la **Figura 18-3** para cargas de 15w y 40w.

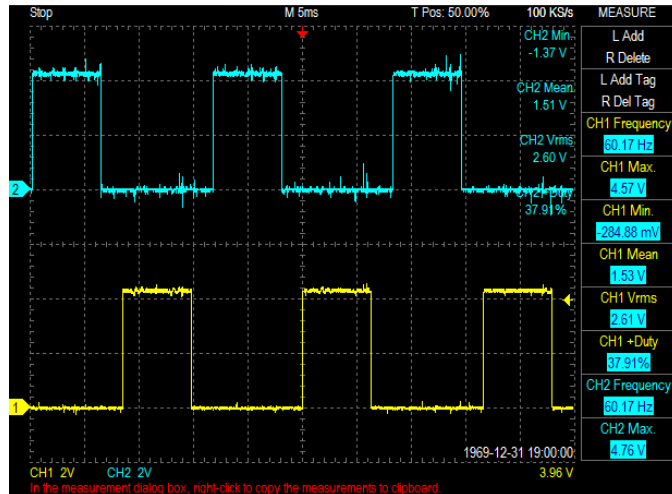


Figura 16-3: Formas de onda salidas del microcontrolador.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

Según la **Figura 17-3** y la **Figura 18-3**, las tensiones RMS para ambas cargas son de 107V para una tensión promedio de fuente de 120V, esto debido al tiempo muerto existente entre cada señal de disparo del microcontrolador para asegurar que no exista solapamiento en la conmutación de los transistores en el puente de inversión, lo que produciría cortocircuitos y daños en los elementos del sistema.

La tensión RMS de salida en el inversor se puede comprobar experimentalmente con los datos obtenidos, a través de la **Ecuación 36-2:** Voltaje rms en la carga. del **Capítulo 2.4**

$$V_{RMS} = V_{CC} \sqrt{1 - 4 \frac{t_x}{T}}$$

$$V_{RMS} = 122.78 \sqrt{1 - 4 \frac{1ms}{16.67ms}}$$

$$V_{RMS} = 107.04V$$

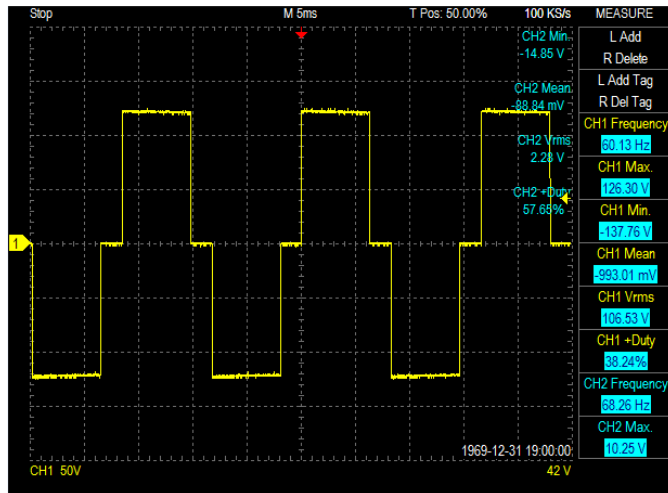


Figura 17-3: Tensión invertida a 60Hz para 15w.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

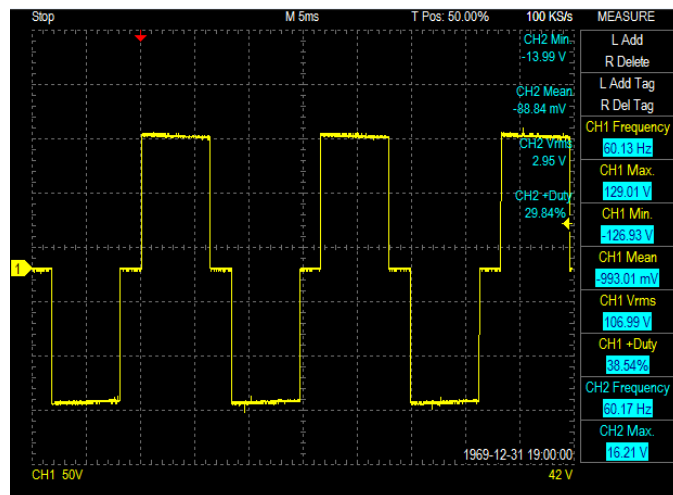


Figura 18-3: Tensión invertida a 60Hz para 40w.
Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

3.4 Análisis de costos del dispositivo de inversión.

El dispositivo de inversión tiene un costo de producción 275\$, mientras un inversor comercial cuesta 50\$, cabe recalcar que estos dispositivos comerciales están hechos con nano tecnología lo que disminuye su tamaño así como los costos de producción, estos dispositivos están diseñados para ser utilizados una vez conectada la alimentación y la carga.

El módulo de inversión tiene como características mostrar el funcionamiento de cada una de las etapas que intervienen en el proceso de inversión, así también como su fácil diferenciación, y permite leer los valores de tensiones que intervienen en el proceso de inversión, así como también graficar sus formas de onda al conectar un osciloscopio, lo que no se puede hacer en un dispositivo comercial.

Tabla 8-3: Costos del dispositivo de inversión.

Etapa	Elemento	Cantidad	Costo *u	Costo
Circuito de potencia Flyback	Mosfets IRFZ48N	12	2	24
	Transformador 10A	1	35	35
	Alambre de cobre libra #16	1	10	10
	Alambre de cobre libra #22	1	7	7
	Capacitor electrolítico 2200u	1	3,5	3,5
	Disipadores de calor	2	3	6
	Resistencias varios valores	4	0,05	0,2
Circuito de potencia Puente H	Mosfet IRF740	4	1,75	7
	Irf1021	2	5	10
	Diodos	10	0,6	6
	Rectificadores	2	1	2
	Puente de diodos 2A	1	0,4	0,4
	Resistencias varios valores	8	0,05	0,4
	Capacitores varios valores	9	0,15	1,35
Circuito de control	Transformador 2A 120/12	1	9	9
	Alambre de cobre libra # 28	2	7	14
	Amplificador Lm324	5	0,8	4
	Amplificador lf353	4	0,6	2,4
	Transistores 2N3906	20	0,15	3
	Transistores 2N3904	27	0,15	4,05
	Resistencias varios valores	70	0,05	3,5
	Potenciómetros trimmer	20	0,8	16
	NE555	2	1,7	3,4
	Comparador lm393	3	1,5	4,5
	Pic16f778	1	8	8
	4N25	5	1	5
	Capacitores varios valores	20	0,15	3
	Diodos	26	0,15	3,9
	Pulsador	6	0,4	2,4
	Batería 3,5v	2	3,5	7
	74HC04	1	0,8	0,8
	Reguladores	5	0,8	4
	Puente de diodos	6	1	6
	Borneras	30	0,2	6
Carcasa y cableados	Leds	3	0,3	0,9
	Pulsadores	2	0,4	0,8
	Borneras	18	0,2	3,6
	Switch	6	0,6	3,6
	Estructura	1	40	40
	Cable #14 negro/rojo metros	7	0,3	4,2
COSTO TOTAL DEL DISPOSITIVO DE INVERSIÓN				275,9

Realizado por: Velásquez Jessica, Caicedo Jean, 2018.

CONCLUSIONES

- La topología circuital utilizada para el sistema de inversión consiste en una fuente Flyback cuya salida alimenta a un puente H de inversión, con lo cual se genera energía alterna a partir de energía continua, teniendo ventajas como aislamiento galvánico a través del transformador y bajo manejo de tensión en los terminales de los elementos de conmutación en relación a otras configuraciones circuitales.
- La selección de la frecuencia de conmutación depende del transformador, encontrándose el punto óptimo en 8kHz, en la cual la energía magnética es transferida al secundario, en este punto la energía transferida es la máxima a diferencia de a menor o mayor frecuencia.
- La topología circuital de regulación utilizada reduce el error que existe entre el valor medido y el valor de referencia, asegurando una tensión de salida constante ante cargas con distinto consumo de potencia, incluyendo su operación en vacío.
- El programa de control para la conmutación del puente de inversión permite que la forma de onda de tensión a la salida del inversor sea una onda cuadrada monofásica de 60Hz, evitando al mismo tiempo el solapamiento entre los mosfet.
- Existen picos de tensión en los terminales de los elementos de conmutación de la fuente Flyback, al pasar del estado de encendido al estado de apagado, esto debido a que el transformador intenta evitar que haya un cambio brusco de corriente en él, por lo que presenta valores elevados de tensión.
- El rizo de tensión en la carga para la fuente Flyback disminuye en su porcentaje según disminuya la potencia requerida por la carga, a medida que la carga requiere mayor potencia el porcentaje del rizo es mayor.
- La fuente Flyback consume potencia reactiva a través de los elementos reactivos que esta tiene como son el capacitor y los devanados del transformador.
- La corriente consumida por el sistema cuando la carga se encuentra conectada al inversor es menor debido al tiempo muerto que existe entre la conmutación de la parte positiva de la tensión a la parte negativa de la tensión, por lo que la potencia entregada por la fuente también es menor a la potencia que consume la carga conectada simplemente a la fuente Flyback

RECOMENDACIONES

- Se recomienda dar continuidad al presente estudio, planteando una metodología para determinar con precisión los costos asociados en cuanto a potencia en los elementos de conmutación, y las pérdidas que se presentan a nivel del núcleo y en las pérdidas de naturaleza electromagnética.
- Se recomienda implementar un guía de prácticas para el estudio de las etapas del inversor como parte de la materia de electrónica de potencia.
- Se recomienda desarrollar un sistema de inversión de tensión similar al expuesto en este trabajo, utilizando otras topologías circuitales para la elevación de tensión en DC como el convertidor Forward, Push-Pull, en Puente Completo o Medio Puente.
- Se recomienda utilizar el método de entonación del controlador expuesto, como alternativa al modelamiento matemático de sistemas en futuros trabajos.

BIBLIOGRAFÍA

AMESTEGUI MORENO, M. *Apuntes de Control PID* . [en línea]. La Paz, 2001. [Consulta: 7 agosto 2018]. Disponible en: [https://www.info-transistor.info/biblioteca/Control Pid.pdf](https://www.info-transistor.info/biblioteca/Control%20Pid.pdf).

BEMPORAD, A. *Anti-windup techniques* . [en línea]. Trento, 2010. [Consulta: 7 agosto 2018]. Disponible en: <http://cse.lab.imtlucca.it/~bemporad/teaching/ac/pdf/AC2-09-AntiWindup.pdf>.

BRASLAVSKY, J., 9. *Manejo de restricciones Panorama de la clase: Introducción Efecto wind-up Compensación anti-wind-up*. [en línea]. Quilmes, 2002. [Consulta: 7 agosto 2018]. Disponible en: http://csd.newcastle.edu.au/SpanishPages/clase_slides_download/C16.pdf.

CARRETERO MONTERO, A; FERRERO FORRERA, F; SÁNCHEZ

INFANTES, P; SÁNCHEZ INFANTES, J. *Electrónica* [en línea]. Editex, 2009.

[Consulta: 29 mayo 2018]. Disponible en:

[https://books.google.com.ec/books?id=_g0xi3Til6AC&pg=PA158&dq=fuente+flyback](https://books.google.com.ec/books?id=_g0xi3Til6AC&pg=PA158&dq=fuente+flyback&hl=es-)
&hl=es-

419&sa=X&ved=0ahUKEwiJsNGvjqzbAhUhwVkkKHUoqApAQ6AEIKTAB#v=onepage&q=fuente%20flyback&f=false.

CHAUCA LLUSCA, F. V., & LLERENA RENGEL, F. J. *"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR MONOFÁSICO MULTINIVEL"* [en línea] (tesis) (Ingeniería). Escuela Politecnica Nacional. 2013. Disponible en: <http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/6673>.

COUGHLIN, R.; & DRISCOLL, F. *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrales Lineales*. 4ª ed. 1993.

GÓMEZ DE LEÓN, E. *Ensayos no destructivos : Corrientes inducidas : nivel II* [en línea]. Fundación Confemetal. 2004. [Consulta: 6 agosto 2018]. ISBN 9788496169210. Disponible en:

<https://books.google.com.ec/books?id=xQ1-va->

Z_OAC&pg=PA47&dq=permeabilidad+magnetica&hl=es-

419&sa=X&ved=0ahUKEwiAqPOO77DcAhVss1kKHZIrBfUQ6AEIQjAE#v=onepage&q=permeabilidad%20magnetica&f=false.

HART, D. *Electrónica de Potencia*. Madrid: Pearson Educación, 2001.

IZQUIERDO FERNANDEZ, J. *Controladores PI con acción de reset* [en línea]. S.l.: Univercitat Autònoma de Barcelona, 2011. Disponible en: https://ddd.uab.cat/pub/trerecpro/2011/hdl_2072_199563/PFC_JonatanIzquierdoFernandez.pdf.

SECRETRÍA NACIONAL DE PLANIFICACIÓN Y DESARROLLO. *Plan Nacional 2013 - 2017* [en línea]. Quito - Ecuador. Disponible en: <http://www.buenvivir.gob.ec/objetivo-4.-fortalecer-las-capacidades-y-potencialidades-de-la-ciudadania#tabs1>

LEHMANN, G. *ELECTRÓNICA INDUSTRIAL FUENTES DE ALIMENTACIÓN* [en línea], 2011. Disponible en: <https://www.eet460rafaela.edu.ar/descargar/apunte/419>.

LLERENA BARRAGÁN, M.P. y MENÉNDEZ VELÁSQUEZ, J.E. *DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR DE CONEXIÓN A LA RED (GRID-TIE INVERTER) PARA PANELES FOTOVOLTAICOS* [en línea] (tesis) (Ingeniería). Escuela Politécnica Nacional, 2015

LOPEZ, B. *Historia y evolucion de los inversores.* [en línea], 2016. [Consulta: 18 marzo 2018]. Disponible en: <https://prezi.com/mzkvxxzfd1jj/historia-y-evolucion-de-los-inversores/>.

MALLCU, E. *Electricidad: Conductores Eléctricos.* 2015 .

METAS & METRÓLOGOS ASOCIADOS. *Método Indirecto para la Calibración de Shunt de Corriente Continua.* [en línea]. Mexico, 2009. [Consulta: 7 agosto 2018]. Disponible en: <http://www.metas.com.mx/guiamet/La-Guia-MetAs-09-08-Metodo-Indirecto-Shunt.pdf>.

NIETO, E. Fuentes conmutadas VI. Transformador. [en línea]. 2015. [Consulta: 6 agosto 2018]. Disponible en: <https://fidestec.com/blog/fuentes-de-alimentacion-conmutadas-06/>.

OGATA, K. *Ingeniería de Control Moderna.* 5ta. Madrid: Pearson Educacion. 2010. ISBN 9788578110796.

POZO RUZ, A. *Convertidores conmutados de potencia test de autoevaluación* [en línea]. Marcombo. 2012. [Consulta: 24 mayo 2018]. ISBN 9788426717658. Disponible en: https://books.google.com.ec/books?id=aK_Eji4biusC&pg=PA269&dq=convertidor+reductor&hl=es-419&sa=X&ved=0ahUKEwig0LTy9J7bAhVkx1kKHUmFD5sQ6AEILDAB#v=onepage&q=convertidor+reductor&f=false.

RASHID, M.H.. *Electronica de potencia circuitos, dispositivos y aplicaciones* [en línea]. 3ª ed. Mexico: Pearson Educación. 2004. ISBN 9702605326. Disponible en: <https://books.google.com.ec/books?id=5OXh2vdmCRsC&printsec=frontcover&dq=inauthor:%22Muhammad+H.+Rashid%22&hl=es-419&sa=X&ved=0ahUKEwiY14jZwffZAhWkuVkKHYYV6DF0Q6AEIKTAA#v=onepage&q&f=false>.

RIQUELME BRAVO, S. Generadores de señal. [en línea]. Vina del Mar, 2016. [Consulta: 7 agosto 2018]. Disponible en: [http://www.elo.jmc.utfsm.cl/sriquelme/apuntes/generadores de senal/generadores de senal.pdf](http://www.elo.jmc.utfsm.cl/sriquelme/apuntes/generadores%20de%20senal/generadores%20de%20senal.pdf).

RUIZ GARCÍA, J.E. y DÍAZ MARCILLA, J. *Electrotecnia* [en línea]. Paraninfo. 2015. [Consulta: 26 marzo 2018]. ISBN 9788428381369. Disponible en: <https://books.google.com.ec/books?id=Iyh4CAAAQBAJ&pg=PA170&lpg=PA170&dq=Un+inversor+simple+consta+de+un+oscilador+que+controla+a+un+transistor,+el+cual+es+utilizado+para+interrumpir+la+corriente+entrante+y+generar+una+onda+cuadrada.+Esta+onda+cuadrada+ali>.

SERWAY, R.A.; & JEWETT, J.W. *Física para ciencias e ingeniería con Física Moderna Volumen 2*. 7ª ed. México D.F.: 2009

Anexo B: Datasheet Mosfet IRFZ48N.

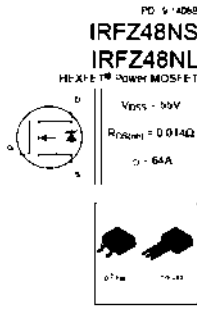
International
IR Rectifier

- Advanced Process Technology
- Surface Mount (IRFZ48N)
- Low-profile through-hole (IRFZ48NL)
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

Direct fit on Advanced HEFET™ Power MOSFETs from International Rectifier allow advanced processing techniques to achieve extremely low distributed parasitic inductance. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEFET™ Power MOSFETs ensure provides the designer with an extremely soft and reliable device for use in a wide variety of applications.

The DM™ is a surface mount power package capable of accommodating the wire up to 16 AWG. It provides the highest power capability and the lowest parasitic inductance of any existing surface mount package. The DM™ is suitable for high current applications because of its low inductor connector resistance and can dissipate over 10W in typical applications operation.

The P-rough base version (IRFZ48N) is available for low inductance applications.



Parameter	Max	Units
$V_{GS} = 20V$ Continuous Drain Current $I_{D,cont}$ @ 100% Duty	64	A
$V_{GS} = 100V$ Continuous Drain Current $I_{D,cont}$ @ 10% Duty	80	A
$V_{GS} = 20V$ Pulse Drain Current $I_{D,pulse}$	124	A
$V_{GS} = 20V$ Power Dissipation P_{tot}	1.8	W
$V_{GS} = 20V$ Power Dissipation P_{tot}	1.8	W
Linear Thermal Factor	0.83	W/°C
$V_{GS} = 20V$ Gate-Source Voltage V_{GS}	17.5	V
Average Current I_{AVG}	37	A
Repetitive Avalanche Energy E_{AS}	11	mJ
High-Diode Recovery Q_{RR}	1.0	µC
Operating Ambient and Soldering Temperature for 10 seconds	175	°C

Parameter	Typ	Max	Units
$R_{DS(on)}$	0.014	0.014	Ω
R_{GS}	—	1.0	Ω
R_{DS}	—	0.0	Ω

09124

IRFZ48NS/IRFZ48NL

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25°C$ (unless otherwise specified)

Parameter	Typ	Max	Units	Comments
$V_{GS} = 20V$ Drain-Source Breakdown Voltage V_{DS}	60	60	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 0A$
$V_{GS} = 20V$ Drain-Source Saturation Voltage $V_{DS(sat)}$	0.014	0.014	V	$V_{GS} = 10V, I_D = 64A$
$V_{GS} = 20V$ Gate-Threshold Voltage $V_{GS(th)}$	2.0	4.0	V	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 0A$
$V_{GS} = 20V$ Forward Transconductance g_{fs}	24	—	mA/V	$V_{GS} = 10V, I_D = 64A$
$V_{GS} = 20V$ Gate-Source Forward Leakage I_{GFS}	25	—	µA	$V_{GS} = 10V, V_{DS} = 0V, I_D = 0A$
$V_{GS} = 20V$ Gate-Source Reverse Leakage I_{GSR}	250	—	µA	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V, I_D = 0A$
$V_{GS} = 20V$ Total Gate Charge Q_g	8	—	nC	$V_{GS} = 10V$
$V_{GS} = 20V$ Gate-to-Drain "Miller" Charge Q_{gd}	18	—	nC	$V_{GS} = 10V$
$V_{GS} = 20V$ Gate-to-Drain "Miller" Charge Q_{gd}	30	—	nC	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 8 and 13
$V_{GS} = 20V$ Turn-Off Delay Time $t_{d(off)}$	12	—	ns	$V_{GS} = 10V$
$V_{GS} = 20V$ Turn-Off Delay Time $t_{d(off)}$	24	—	ns	$R_{\theta} = 0.000$
$V_{GS} = 20V$ Fall Time t_f	50	—	ns	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 & 11
$V_{GS} = 20V$ Internal Source Inductance L_{int}	—	—	ns	Inductor lead and center of the contact
$V_{GS} = 20V$ Input Capacitance C_{iss}	1870	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$V_{GS} = 20V$ Output Capacitance C_{oss}	470	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$V_{GS} = 20V$ Reverse Transfer Capacitance C_{rfs}	1.0	—	pF	$V_{GS} = 10V$, See Fig. 5
$V_{GS} = 20V$ Single Pulse Avalanche Energy E_{AS}	7000	10000	mJ	$V_{GS} = 10V, I_D = 0A$

Parameter	Typ	Max	Units	Comments
Continuous Source Current $I_{S,cont}$	64	—	A	MOSET™ device showing the source current capability
Diode Forward Voltage V_{SD}	—	1.0	V	at $I_S = 10A, V_{GS} = 0V$
Diode Reverse Current I_{SR}	—	1.0	mA	at $V_{SD} = 10V, I_S = 0A$
Reverse Recovery Time t_{rr}	88	100	ns	$V_{GS} = 10V, I_S = 10A$
Reverse Recovery Charge Q_{rr}	2.8	3.8	nC	at $V_{GS} = 10V, I_S = 10A$
Forward Turn-Off Time $t_{fwd,off}$	—	—	ns	When turn-off is negative, $t_{fwd,off}$ is distributed by $t_{fwd,off}$

- Notes:
1. Repetitive rating; pulse width limited by $R_{\theta(j-c)}$ and junction temperature. See Fig. 11.
 2. Rating $T_J = 75°C, t = 0.1$ ms, $R_{\theta(j-c)} = 0.014$ Ω/W, $T_{max} = 175°C$.
 3. up to 10A, $t = 100$ ns, $V_{GS} = 10V$ at $T_J = 25°C$.
 4. When measured at 100V, $P_{tot} = 0.014$ W.
 5. For maximum switching performance refer to application note AN-100.
 6. Pulse width t_{puls} may not exceed 100 ns.
 7. This is the absolute value not limited to the thermal node.
 8. This is the thermal time constant.

2

www.ir.com

International
IR Rectifier

IRFZ48NS/IRFZ48NL

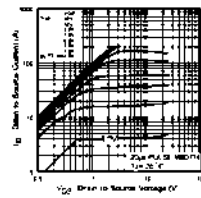


Fig. 1. Typical Output Characteristics

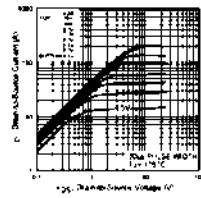


Fig. 2. Typical Output Characteristics

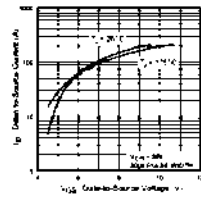


Fig. 3. Typical Transfer Characteristics

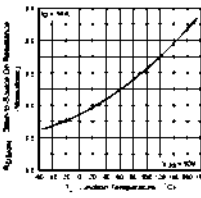


Fig. 4. Multiple-Diode-Resistor Characteristics

IRFZ48NS/IRFZ48NL

International
IR Rectifier

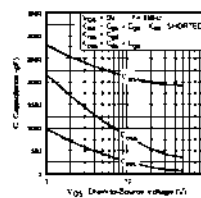


Fig. 5. Typical Capacitance vs. Drain-Source Voltage

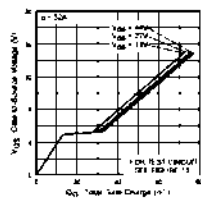


Fig. 6. Typical Load Line vs. Drain-Source Voltage

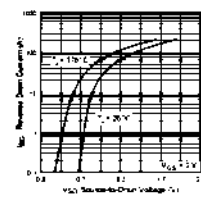


Fig. 7. Typical Source-Drain Diode

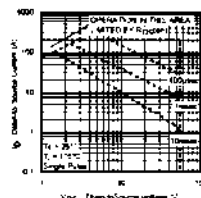


Fig. 8. Maximum Safe Operating Area

Anexo C: Datasheet Mosfet IRF740.

International
3008 Rectifier

IRFZ48NS/IRFZ48NL

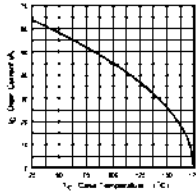


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature



Fig 10a. Switching Time Test Circuit



Fig 10b. Switching Time Waveforms

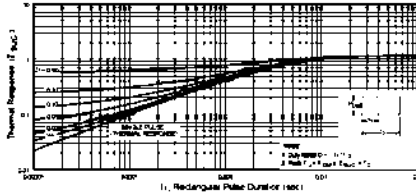


Fig 11. Maximum Rectifier Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

www.inf.com

5

IRFZ48NS/IRFZ48NL

International
3008 Rectifier

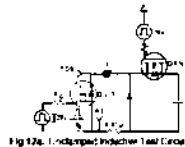


Fig 12a. Undamped Inductive Tail Circuit



Fig 12b. Undamped Inductive Waveforms

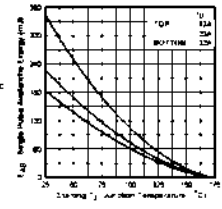


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

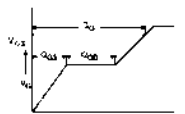


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

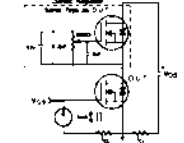


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

6

www.inf.com

International
3008 Rectifier

IRFZ48NS/IRFZ48NL

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit

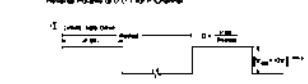
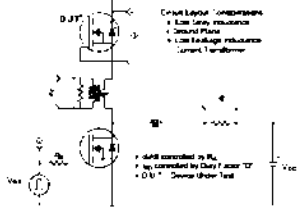
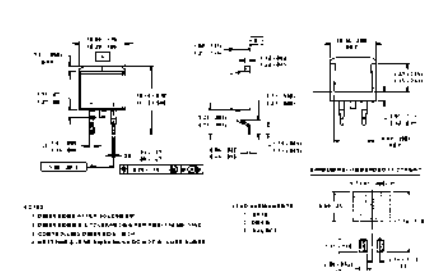


Fig 14. For N-channel HEXFET™ power MOSFETs

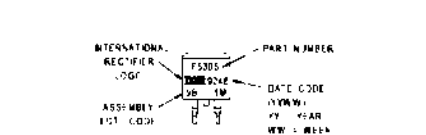
IRFZ48NS/IRFZ48NL

International
3008 Rectifier

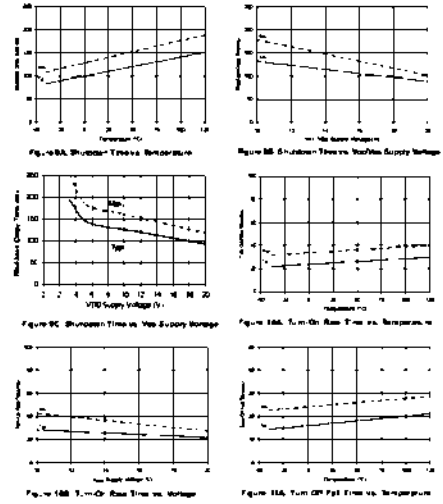
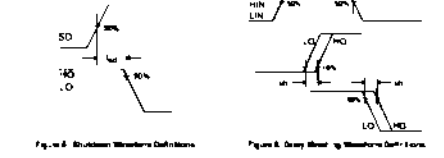
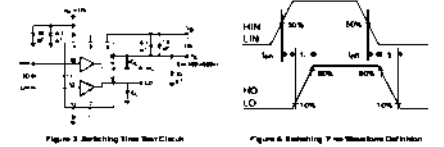
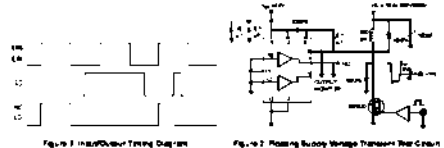
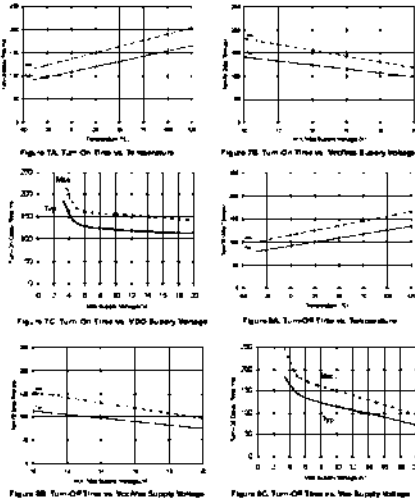
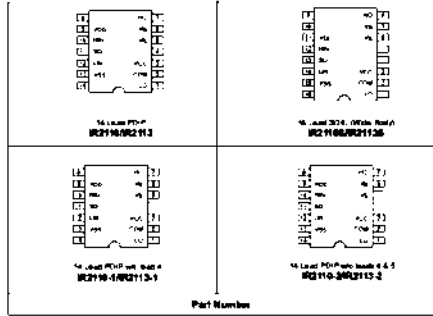
D²Pak Package Outline



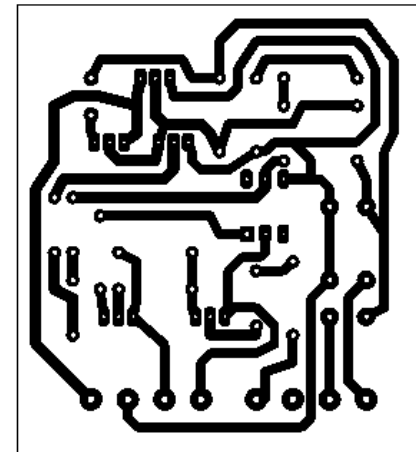
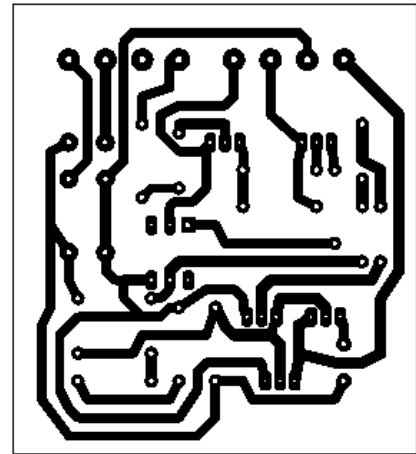
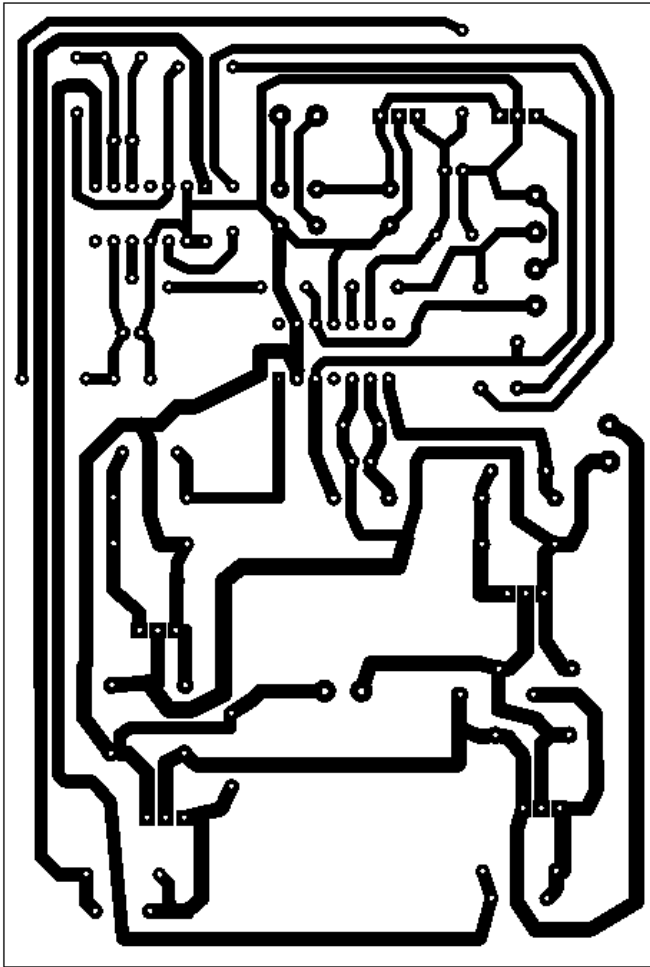
Part Marking Information



Lead Assignments



Anexo F: Circuitos impresos para el inversor.





PIC16F87XA

28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873A
- PIC16F876A
- PIC16F874A
- PIC16F877A

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 single-word instructions to learn
- All single-cycle instructions except for program branches, which are two-cycle
- Operating speed: DC – 20 MHz clock input
DC – 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of Flash Program Memory,
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM),
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to other 28-pin or 40/44-pin
PIC16CXXX and PIC16FXXX microcontrollers

Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler,
can be incremented during Sleep via external
crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period
register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™
(Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver
Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address
detection
- Parallel Slave Port (PSP) – 8 bits wide with
external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for
Brown-out Reset (BOR)

Analog Features:

- 10-bit, up to 8-channel Analog-to-Digital
Converter (A/D)
- Brown-out Reset (BOR)
- Analog Comparator module with:
 - Two analog comparators
 - Programmable on-chip voltage reference
(VREF) module
 - Programmable input multiplexing from device
inputs and internal voltage reference
 - Comparator outputs are externally accessible

Special Microcontroller Features:

- 100,000 erase/write cycle Enhanced Flash
program memory typical
- 1,000,000 erase/write cycle Data EEPROM
memory typical
- Data EEPROM Retention > 40 years
- Self-reprogrammable under software control
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
via two pins
- Single-supply 5V In-Circuit Serial Programming
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC
oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving Sleep mode
- Selectable oscillator options
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins

CMOS Technology:

- Low-power, high-speed Flash/EEPROM
technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range (2.0V to 5.5V)
- Commercial and Industrial temperature ranges
- Low-power consumption

PIC16F87XA

1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information about the following devices:

- PIC16F873A
- PIC16F874A
- PIC16F876A
- PIC16F877A

PIC16F873A/876A devices are available only in 28-pin packages, while PIC16F874A/877A devices are available in 40-pin and 44-pin packages. All devices in the PIC16F87XA family share common architecture with the following differences:

- The PIC16F873A and PIC16F874A have one-half of the total on-chip memory of the PIC16F876A and PIC16F877A
- The 28-pin devices have three I/O ports, while the 40/44-pin devices have five
- The 28-pin devices have fourteen interrupts, while the 40/44-pin devices have fifteen
- The 28-pin devices have five A/D input channels, while the 40/44-pin devices have eight
- The Parallel Slave Port is implemented only on the 40/44-pin devices

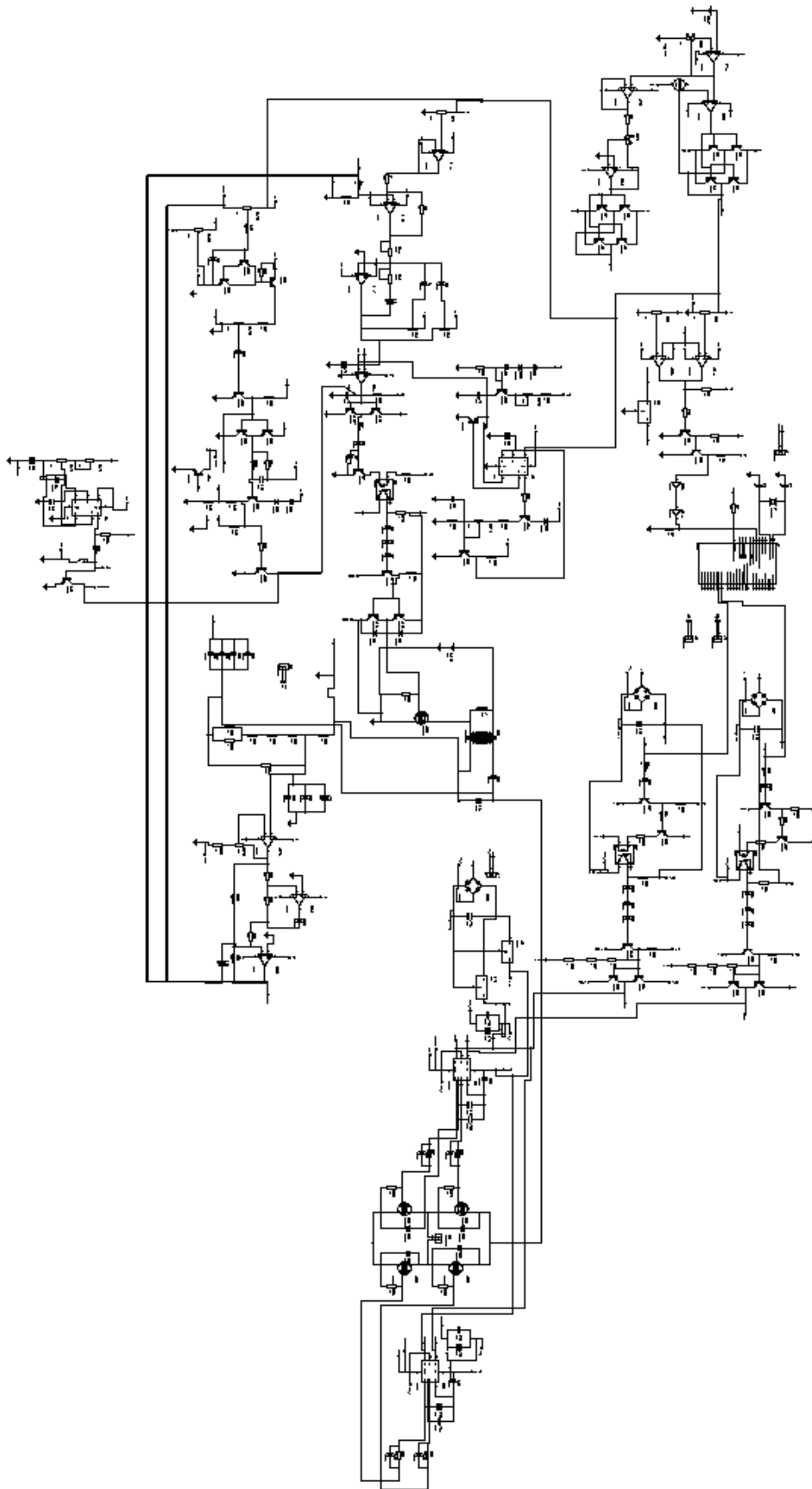
The available features are summarized in Table 1-1. Block diagrams of the PIC16F873A/876A and PIC16F874A/877A devices are provided in Figure 1-1 and Figure 1-2, respectively. The pinouts for these device families are listed in Table 1-2 and Table 1-3.

Additional information may be found in the PICmicro® Mid-Range Reference Manual (DS33023), which may be obtained from your local Microchip Sales Representative or downloaded from the Microchip web site. The Reference Manual should be considered a complementary document to this data sheet and is highly recommended reading for a better understanding of the device architecture and operation of the peripheral modules.

TABLE 1-1: PIC16F87XA DEVICE FEATURES

Key Features	PIC16F873A	PIC16F874A	PIC16F876A	PIC16F877A
Operating Frequency	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz	DC – 20 MHz
Resets (and Delays)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)	POR, BOR (PWRT, OST)
Flash Program Memory (14-bit words)	4K	4K	8K	8K
Data Memory (bytes)	192	192	368	368
EEPROM Data Memory (bytes)	128	128	256	256
Interrupts	14	15	14	15
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E
Timers	3	3	3	3
Capture/Compare/PWM modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART	MSSP, USART
Parallel Communications	—	PSP	—	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	8 input channels	5 input channels	8 input channels
Analog Comparators	2	2	2	2
Instruction Set	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions	35 Instructions
Packages	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN	28-pin PDIP 28-pin SOIC 28-pin SSOP 28-pin QFN	40-pin PDIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP 44-pin QFN

Anexo H: Circuito final del inversor.



Anexo I: Diseño del controlador.

```
% ESTUDIO PARA EL CONTROLADOR
run('CURVA_REACCION_15W_1_28s.m');
CH1=CH1';
CH2=CH2';
N=length(CH1)
t=[0:N-1]*1.28/N;
Ts=t(2)

T=0.63999925838399*2;
Fo=1/T
X=[cos(2*pi*Fo*t) sin(2*pi*Fo*t) ones(size(t))];
Y=CH2;
TETA=regress(Y,X)
Yp=X*TETA;

PE=sign(dtrend(Yp))*max(CH2);
D=0.4578125

PE=D*(dtrend(Yp)>0);

% FILTRANDO LA SEÑAL DE SALIDA
figure; plot(taux,Vm_aux,'b-', 'linewidth',2);title 'Voltaje CHI';
N1=length(Vm_aux);
MAG=abs(fft(Vm_aux))/N1;
f=[0:N1-1]/(N1-1)*1/Ts;

Y=fft(Vm_aux);
Y1=zeros(size(Y));
Y1=Y(1);
M=50;
for k=1:M
    Y1(k+1)=Y(k+1);
    Y1(N1-(k-1))=Y(N1-(k-1));
end
Vm_auxf=ifft(Y1);
x=0;
Vm_auxf=zeros(size(taux));
LIM=158.94*1.25;
tao=0.1*Ts;
for k=1:N1
    Dx= (1/tao)*(Vm_aux(k)-x)*(abs((1/tao)*(Vm_aux(k)-x))<=LIM)...
        + LIM*sign((1/tao)*(Vm_aux(k)-x))*(abs((1/tao)*(Vm_aux(k)-x))>LIM);
    Vm_auxf(k)=x;
    x=x+Ts*Dx;
end

x=0;
DVm_auxf=zeros(size(taux));
tao=10*Ts;
for k=1:N1
    Dx=(1/tao)*(Vm_auxf(k)-x);
    DVm_auxf(k)=Dx;
    x=x+Ts*Dx;
end
DVm_auxff=sgolayfilt(DVm_auxf,1,311);
```

```
% NORMALIZANDO CON BASES EN EL PRINCIPIOS DE ESCALARIDAD DE SISTEMAS  
% LINEALES
```

```
[mm,nn]=find(DVm_auxff==max(DVm_auxff));
```

```
Tinf=taux(mm(1))
```

```
Vmf_inf=Vm_auxf(mm(1))/D
```

```
DVmf_inf=DVm_auxff(mm(1))/D
```

```
a=abs(DVmf_inf*(0-Tinf)+Vmf_inf)
```

```
L=Tinf-Vmf_inf/DVmf_inf
```

```
K=mean(Vm_auxf(floor(N1*0.9):N1))/D
```

```
Un=PEaux/D;
```

```
Yn=Vm_auxf/D;
```

```
Ynr=min(max(DVmf_inf*(taux-Tinf)+Vmf_inf,-a),K);
```

```
figure; plot(taux,Ynr,'b-',taux,Yn,'r-', 'linewidth',2); grid;
```

```
T=(K-Vmf_inf)/DVmf_inf+Tinf
```

```
REMP=L/T
```

```
G=tf(K,[T 1], 'inputdelay',L);
```

```
GAUX=tf(K,[T 1 0], 'inputdelay',L)
```

```
KP=0.9/a*0.5
```

```
TI=3*L*5
```

```
INT=tf([1],[1 0])
```

```
PI=KP*(1+1/TI*INT)
```

```
GLC=PI*GAUX/(1+PI*GAUX);
```

```
GLCAUX=PI*G/(1+PI*G)
```

```
YPREDIC=impz(GAUX,taux);
```

```
YPREDIC_LC=lsim(GLC,Un,taux);
```

```
KPABS=KP
```

```
TIABS=TI/KP
```


Anexo J: Programa del microcontrolador.

```
#include "common.h"
#include "math.h"
#include "errno.h"
#include "stdlib.h"

//Definir Macros
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & FRC_PLL16);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(PWRT_OFF & MCLR_DIS & PBOR_OFF);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

int main()
{
    //Declaraciones de salidas D0=Pulso1 D2=Pulso dos
    _TRISD0 =0; // Pin D0 salida Pulso1
    _TRISD1 =0; //Pin D1 Salida Pulso2
    _TRISB2 =1; //Pin B2 Entrada Digital
    ADPCFG=0xFFFF;//entradas analogicas

    int Q0=0, Q1=0, Q2=0, Q3=0, Q4=0, Q5=0, Q6=0;
    float cnt1=1,cnt2=1; //cnt1 asociado a Te y cnt a Tp
    float qcnt1=0, qcnt2=2;
    int Te=0, Tp=0;
    float limite1=28, limite2;
    limite2=138-2*limite1; //404 para 60 hz
    int pulsopos, pulsoneg;
    int STR;
    int SBQ0, RBQ0;
    int SBQ1, RBQ1;
    int SBQ2, RBQ2;
    int SBQ3, RBQ3;
    int SBQ4, RBQ4;
    int SBQ5, RBQ5;
    int SBQ6, RBQ6;

    STR=PORTBbits.RB2;
    while(STR==1)

    {
        while(1)
        {
            SBQ0=(!Q0)&&!Q1)&&!Q2)&&!Q3)&&!Q4)&&!Q5)&&!Q6);
            SBQ1=(Q0&&STR)||Q6&&Te);
            RBQ0=SBQ1;
            RBQ6=SBQ1;
            SBQ2=Q1&&Te;
            RBQ1=SBQ2;
            SBQ3=Q2&&Tp;
            RBQ2=SBQ3;
            SBQ4=Q3&&Te;
            RBQ3=SBQ4;
            SBQ5=Q4&&Te;
            RBQ4=SBQ5;
            SBQ6=Q5&&Tp;
            RBQ5=SBQ6;
```

```

pulsopos=Q2;
_LATD0=pulsopos;
pulsoneg=Q5;
_LATD1=pulsoneg;
if((Q2||Q5)&&(!Tp))
{
    cnt2=cnt2+1;
}
if (cnt2>limite2)
{
    cnt2=1;
    qcnt2=1;
}
Tp=qcnt2;
qcnt2=0;

if ((Q1||Q3||Q4||Q6)&&(!Te))
{
    cnt1=cnt1+1;

}
if (cnt1>limite1)
{
    cnt1=1;
    qcnt1=1;
}
Te=qcnt1;
qcnt1=0;

    Q0=(SBQ0|Q0)&~RBQ0;
Q1=(SBQ1|Q1)&~RBQ1;
Q2=(SBQ2|Q2)&~RBQ2;
Q3=(SBQ3|Q3)&~RBQ3;
Q4=(SBQ4|Q4)&~RBQ4;
Q5=(SBQ5|Q5)&~RBQ5;
Q6=(SBQ6|Q6)&~RBQ6;

SBQ0=0; RBQ0=0;
SBQ1=0; RBQ1=0;
SBQ2=0; RBQ2=0;
SBQ3=0; RBQ3=0;
SBQ4=0; RBQ4=0;
SBQ5=0; RBQ5=0;
SBQ6=0; RBQ6=0;

}

}

}

```

Anexo K: Analisis de Potencias.

```
run('BateriaCH1_mosfetCH2_120_15w_8k800us.m');
N=length(CH1);
t=[0:N-1]/(N-1)*800e-6;

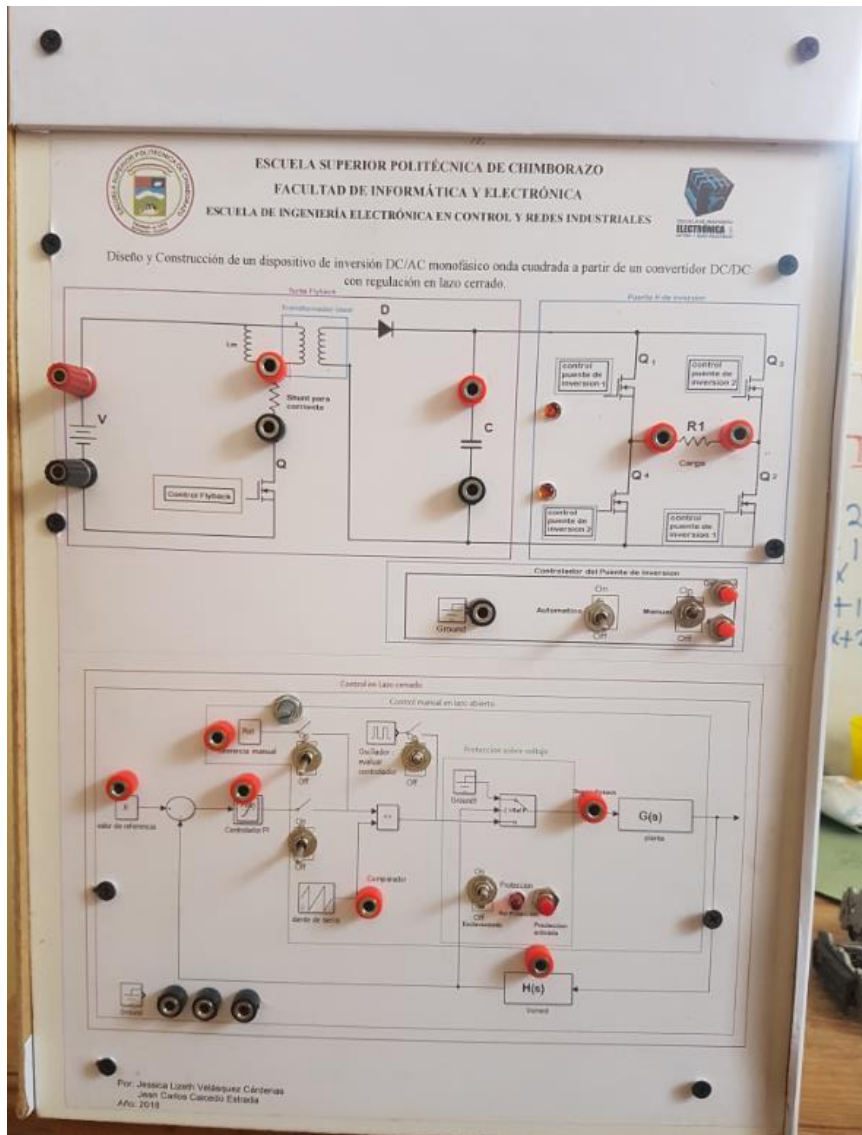
Vs=CH1.*(317/24)^1; Vds=CH2.*(317/24)^1;
run('shunt_120v_15w_8k_800us');

Is=CH1.*141.26;
Is_dc=mean(Is)
Vs_dc=mean(Vs)
Is_rms=sqrt(mean(Is.^2))
Vs_rms=sqrt(mean(Vs.^2))
Is_ac=sqrt(mean(mean((Is-Is_dc).^2)))
Vs_ac=sqrt(mean(mean((Vs-Vs_dc).^2)))
Pi_sDC=Is_dc*Vs_dc
Pi_s=Is.*Vs;
Ps=mean(Pi_s)
Ss=Is_rms*Vs_rms
Qs=sqrt(Ss^2-Ps^2)
Is_dc_estadistica=Ps/Vs_dc
Rsho=0.34/2
run('cargaCH1_IoCH2_120_15w_8k_800us')
Vo=CH1';
VSHo=-CH2';
Io=VSHo/Rsho*0.126975236939173;

VoDC=mean(Vo)
ISHoDC=mean(Io)
PoDC=VoDC*ISHoDC
Po=mean(Vo.*Io)
Psho=mean(VSHo.*Io)
So=sqrt(mean(Vo.^2))*sqrt(mean(Io.^2))
Qo=sqrt(So^2-Po^2),
run('CapCH1_IcCH2_120v_15W_8K_800us')
Vc=CH1;
VRSHC=-CH2;
Ic=VRSHC/Rsho;
Ic_rms=sqrt(mean(Ic.^2))
Vc_rms=sqrt(mean(Vc.^2))
Qc=Ic_rms*Vc_rms
Pshc=Ic_rms^2*Rsho
Psw=Ps-(Pshc+Psho+Po)
QLt=Qs-(Qo-Qc)
tao=t(2);
Dymax=1e6;
Dymin=-Dymax;
LAPSO_INICIAL=15e-5;
[Vdsf]=F_FILT_GRADIENT(t,Vds,tao,Dymin,Dymax,LAPSO_INICIAL);
DVdsf=abs(filter([1 -1],[1 0]*t(2),Vdsf));
[mm,nn]=find(DVdsf<Dymax/2);
Vds_aux=Vds(mm);
Vs_aux=Vs(mm);
Vo_aux=Vo(mm);
VSHo_aux=VSHo(mm);
t_aux=[0:length(Vds_aux)-1]*t(2);
[mm,nn]=find(Vds_aux>15);
Vds_aux=Vds_aux(mm);
Vs_aux=Vs(mm);
```

```
Vo_aux=Vo(mm);
VSHo_aux=VSHo(mm);
t_aux=[0:length(Vds_aux)-1]*t(2);
[mm,nn]=find((t>=1e-5)&(t<=4e-5));
Vds_aux=Vds_aux(mm);
Vs_aux=Vs(mm);
Vo_aux=Vo(mm);
VSHo_aux=VSHo(mm);
t_aux=[0:length(Vds_aux)-1]*t(2);
VDS_OFF=mean(Vds_aux)
VS_OFF=mean(Vs_aux)
VO_OFF=mean(Vo_aux)
VSHO_OFF=mean(VSHo_aux)
V2=- (VO_OFF+VSHO_OFF)
V1=VS_OFF-VDS_OFF
N2_N1=V2/V1
```

Anexo L: Imágenes del módulo.



Anexo M: Manual de funcionamiento.

Manual de usuario módulo de Inversión.

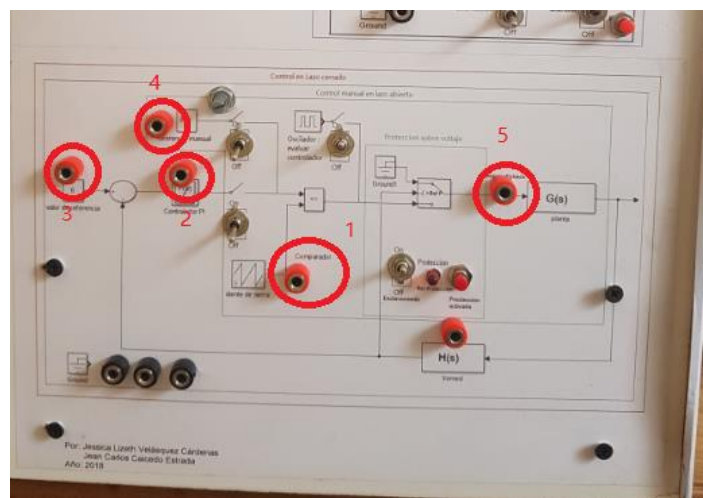
Tesis: Diseño y Construcción de un dispositivo de inversión DC/AC monofásico onda cuadrada a partir de un convertidor DC/DC con regulación en lazo cerrado.

1. Conectar la fuente DC (batería 12V 12Ah) a los terminales + - del módulo que se encuentran en el costado derecho del dispositivo como se muestra en la figura:



2. Encender la etapa de control con el interruptor

3. Comprobar las señales de control antes de comenzar la etapa de elevación, en los terminales de la diente de sierra (1) graficar la señal con un osciloscopio, medir el valor de tensión del controlador (2), referencia del controlador (3), el valor de voltaje de referencia manual (4), y graficar los disparos de la fuente (5) que mide el terminal de disparo.



Observar:

- En el osciloscopio el diente de sierra debe estar a una frecuencia de 8Khz y una amplitud de 6v.



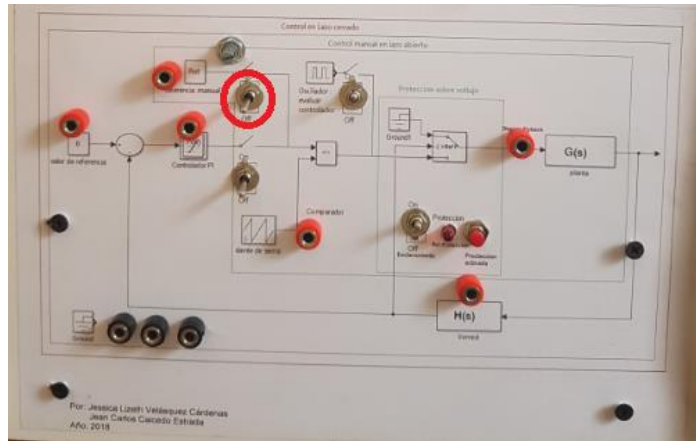
- El valor medido en el terminal 3 debe ser de 6 v
- El valor medido en el terminal 4 debe ser 0v si no es así, se puede ajustar con el potenciómetro de referencia manual.
- El voltaje medido en el terminal dos debe ser de 2.4v o similar.
- Y la gráfica en el terminal 5 debe ser una señal DC en 0.

Prueba manual de la fuente lazo abierto

- Para la prueba manual de la fuente se conecta una carga (foco 15w incandescente) en los terminales del capacitor (3), así también como un multímetro en DC para monitorización del voltaje del mismo, también es recomendable conectar un multímetro tanto en los terminales de la fuente (1) como en los terminales de la shunt (2) este último en mili voltios, para llevar una monitorización completa de la etapa de potencia.



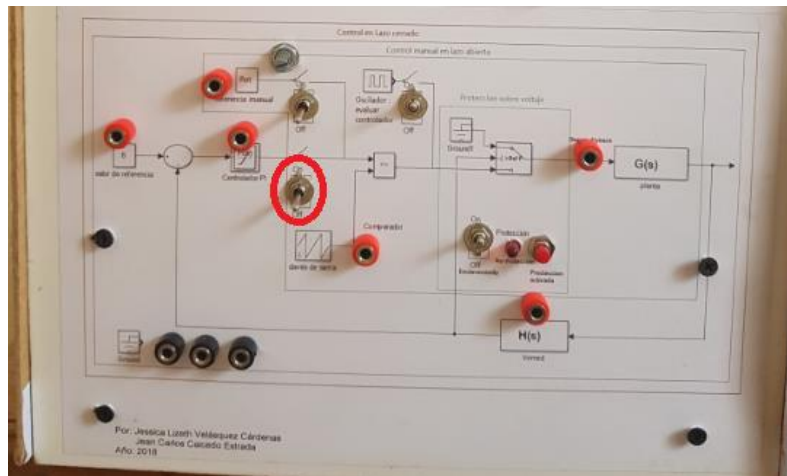
- La fuente no debe bajar su voltaje muy abruptamente si lo hace eso quiere decir que no satisface las necesidades por tanto la corriente requerida para esa fuente es muy alta pudiéndola dañar.
- El voltaje que muestre la shunt hay que multiplicarlo por la constante $K=142.21$ siendo el valor resultante el amperaje que suministra la fuente.
- Se enciende el interruptor de prueba manual asegurándose que el del controlador este apagado



- Se recomienda encender el interruptor de protección (para evitar fallas por sobre tensión), luego mover el potenciómetro lentamente hasta que el voltaje en los terminales del capacitor alcance el valor deseado en este caso 120V.
- También es posible visualizar con un osciloscopio las señales de la fuente, del capacitor, del controlador de los disparos, y la shunt.

Prueba automática de la fuente en lazo cerrado.

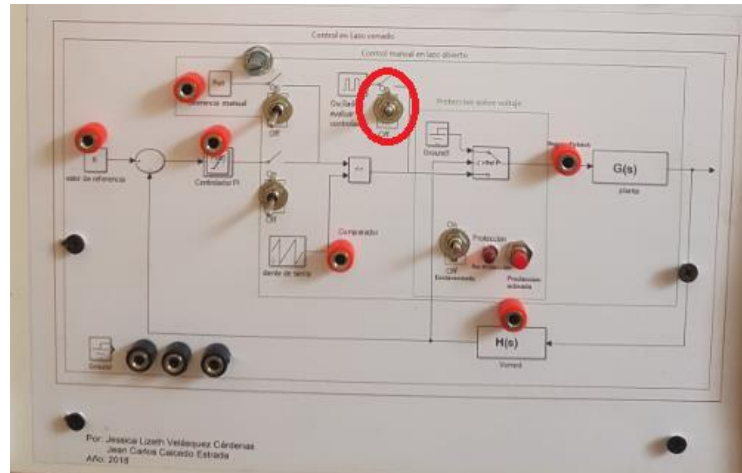
- Asegurarse que el interruptor de prueba manual este en off.
- Encender el interruptor del controlador.



- Graficar las señales deseadas y de igual manera que en la anterior monitorizar corrientes voltajes.

Evaluando el controlador.

- Para evaluar la respuesta del controlador se lo puede realizar en forma automática para ver la respuesta de la planta con controlador.
- Mientras el sistema esta encendido solo es necesario mover el interruptor de evaluación del controlador a off.



Acción de la protección.

- Si el voltaje del capacitor sobrepasa los 180V se enciende la protección de la fuente, lo que se verifica al encenderse un led rojo. Para desactivar la protección es necesario apagar el control manual y bajar el valor de referencia manual a 0V, para después presionar el pulsador rojo de la protección, desenclavándola.

