



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

“DESARROLLO DE UN MÓDULO DE ENTRENAMIENTO
BASADO EN CONVERTORES ESTÁTICOS DEL TIPO DC-DC
CON REGULACIÓN EN LAZO CERRADO.”

TRABAJO DE TITULACIÓN: PROYECTO TÉCNICO
Para optar al Grado Académico de:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA, CONTROL Y REDES
INDUSTRIALES

AUTORES: LEMA RODRÍGUEZ MARVIN SANTIAGO
MINTA TOAPANTA ANGEL ROGELIO
TUTOR: JORGE LUIS PAUCAR SAMANIEGO

Riobamba – Ecuador
2017

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: “DESARROLLO DE UN MÓDULO DE ENTRENAMIENTO BASADO EN CONVERTORES ESTÁTICOS DEL TIPO DC-DC CON REGULACIÓN EN LAZO CERRADO”, de responsabilidad de los señores MARVIN SANTIAGO LEMA RODRÍGUEZ y ÁNGEL ROGELIO MINTA TOAPANTA, ha sido minuciosamente revisado por los miembros del tribunal del trabajo de titulación, quedando autorizada su presentación.

NOMBRE	FIRMA	FECHA
Ing. Washington Luna. E DECANO DE LA FACULTAD DE INFORMÁTICA Y ELECTRÓNICA.
Ing. Freddy Chávez. V DIRECTOR DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA EN CONTROL Y REDES INDUSTRIALES.
Ing. Jorge Paucar S. DIRECTOR DE TRABAJO DE TITULACION
Ing. Jesús Rodríguez MIEMBRO DEL TRIBUNAL.

Nosotros, Marvin Santiago Lema Rodríguez y Ángel Rogelio Minta Toapanta, declaramos que el presente Trabajo de Titulación es de nuestra autoría y que los resultados del mismo son auténticos y originales. Los textos constantes en el documento que provienen de otra fuente están debidamente citados y referenciados. Como autores, asumimos la responsabilidad legal y académica de los contenidos de este Trabajo de Titulación.

Marvin Lema y Ángel Minta

DEDICATORIA

Quiero dedicar este trabajo a mi fuente de inspiración, mis padres Hernán y Luz por haber sido un apoyo incondicional en todo este lapso de tiempo, los cuales me dieron la vida y me han inculcado valores como el respeto, responsabilidad, puntualidad y honestidad, sin ellos no hubiese podido llegar a este grado académico. A mis hermanos Raúl, Jhonathan por ser como unos padres para mí, dándome su apoyo incondicional en las adversidades, por ser un ejemplo de superación, lucha y garra en las peores circunstancias de la vida. A mi novia Alexandra por ser un soporte y complemento, por entenderme en todas las situaciones, y por haberme apoyado moral e intelectualmente en el desarrollo de todo este trabajo.

Marvin Lema

A Dios por permitirme alcanzar este logro tan especial en mi vida, por los buenos y malos momentos que me han enseñado a valorarlo cada día. A mis padres María y Fernando por ser las personas que me han acompañado durante este recorrido y con sus consejos han sabido guiarme para culminar exitosamente mi carrera profesional. A mis hermanos Bryan, Luis, María y Anita que siempre han estado junto a mí brindándome su apoyo y enseñándome a ser mejor ser humano. Finalmente agradecer a mi novia Valeria que durante estos años ha sabido animarme para continuar y no renunciar, por su paciencia, comprensión y amor incondicional para culminar esta gran etapa en mi vida.

Ángel Minta

AGRADECIMIENTO

Agradecemos a Dios por habernos permitido llegar a esta etapa de nuestra vida, a nuestros padres, hermanos, demás familiares y amigos por haber sido una fuente constante de apoyo.

Queremos agradecer a nuestro Director de Tesis Ing. Jorge Luis Paucar, así como también al Miembro del Tribunal Ing. Jesús Rodríguez, por haber sido parte esencial en el desarrollo de este trabajo, ya que con sus conocimientos se ha podido concluir de manera satisfactoria el presente proyecto de titulación.

A la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Informática y Electrónica, así como a cada uno de nuestros profesores por habernos transmitido sus conocimientos y experiencias laborales.

Marvin y Ángel

TABLA DE CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS.....	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
ÍNDICE DE GRÁFICOS.....	xii
ÍNDICE DE ABREVIATURAS.....	xiii
ÍNDICE DE ECUACIONES.....	xiv
ÍNDICE DE ANEXOS.....	xviii
RESUMEN.....	xix
ABSTRACT.....	xx
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO I	
1 MARCO TEÓRICO.....	5
1.1 Electrónica de Potencia.....	5
1.2 Interruptores Electrónicos.....	5
1.2.1 <i>Mosfet</i>	6
1.2.1 <i>Diodo</i>	8
1.2.1 <i>Diodo Schottky</i>	9
1.2.1 <i>Diodo Zener</i>	11
1.3 Conversores DC-DC.....	12
1.3.1 <i>Convertidor Buck</i>	12
1.3.2 <i>Convertidor Boost</i>	16
1.4 Valores RMS y Promedio.....	21
1.4.1 <i>Valor RMS</i>	21
1.4.2 <i>Valor Medio o Promedio</i>	21
1.4.3 <i>Potencia Instantánea y Promedio</i>	22
1.5 Controladores PID.....	23
1.5.1 <i>Método Analíticos de Diseño de Controladores PID</i>	23
1.5.2 <i>Reglas de Ziegler-Nichols para la sintonía de Controladores</i>	26
1.5.3 <i>Diseño de Controladores Discretos</i>	31
1.6 Sistemas en Tiempo Real o Embebido.....	35
1.6.1 <i>Microcontroladores</i>	36
CAPÍTULO II	
2 MARCO METODOLÓGICO.....	41
2.1 Introducción.....	41
2.2 Etapa de Potencia.....	41

2.2.1	<i>Convertidor Reductor</i>	42
2.2.2	<i>Convertidor Elevador</i>	49
2.3	Elemento de Conmutación	53
2.3.1	<i>Conversor Reductor</i>	53
2.3.2	<i>Conversor Elevador</i>	57
2.4	Etapa de Sensado	58
2.4.1	<i>Conversor Reductor</i>	58
2.4.2	<i>Conversor Elevador</i>	60
2.5	Etapa de la Estrategia de Control y Programación	61
2.5.1	<i>Diseño de la Estrategia de Control</i>	62
2.5.2	<i>Algoritmo de Programación</i>	83
2.6	Etapa de Fuentes Auxiliares	85
CAPÍTULO III		
3	DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	86
3.1	Introducción	86
3.2	Convertidor Reductor	86
3.2.1	<i>Error en Estado Estacionario</i>	86
3.2.2	<i>Eficiencia ante la Variación de Carga</i>	87
3.2.3	<i>Curvas Teórico-Experimental del rizo de tensión en el capacitor y la variación de corriente en el inductor ante la variación de carga</i>	91
3.2.4	<i>Eficiencia del Convertidor ante la variación de frecuencia y resistencia de carga</i>	92
3.2.5	<i>Observación de Formas de Onda</i>	94
3.2	Convertidor Elevador	95
3.2.1	<i>Error en Estado Estacionario</i>	95
3.2.2	<i>Eficiencia ante la Variación de Carga</i>	97
3.2.3	<i>Curvas Teórico-Experimental del rizo de tensión en el capacitor y la variación de corriente en el inductor ante la variación de carga</i>	98
3.2.4	<i>Eficiencia del Convertidor ante la variación de frecuencia y resistencia de carga</i>	101
3.2.5	<i>Observación de Formas de Onda</i>	104
CONCLUSIONES		105
RECOMENDACIONES		106
BIBLIOGRAFÍA		
ANEXOS		

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1-1: Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón de la planta (primer método).	29
Tabla 2-1: Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la ganancia crítica K_{cr} y periodo crítico P_{cr} (segundo método).....	30
Tabla 1-2: Especificaciones del convertidor Reductor.	42
Tabla 2-2: Tipo de toroide y sus dimensiones.....	44
Tabla 3-2: Material del núcleo, número y Frecuencias.	44
Tabla 4-2: Inductancia al bobinar 100 espiras.....	45
Tabla 5-2: Especificaciones del convertidor Elevador.....	49
Tabla 6-2: Características eléctricas Mosfet IRFZ44N	55
Tabla 7-2: Características eléctricas estáticas IR2110.....	56
Tabla 8-2: Características eléctricas diodo B0520LWS.	56
Tabla 9-2: Especificaciones del diseño del controlador del Conversor Reductor.	70
Tabla 10-2: Consideraciones de la Respuesta Transitoria.	82
Tabla 1-3: Error en estado Estacionario ante la variación de Carga Conversor Reductor.....	86
Tabla 2-3: Estadística Descriptiva Conversor Reductor.	87
Tabla 3-3: Eficiencia ante la variación de carga Conversor Reductor.	88
Tabla 4-3: Rizo en el Voltaje de Salida ante la variación de carga Reductor.....	91
Tabla 5-3: Rizo en la corriente del inductor ante la variación de carga Conversor Reductor.....	91
Tabla 6-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=20KHz$	92
Tabla 7-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=30KHz$	92
Tabla 8-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=50KHz$	93
Tabla 9-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=60KHz$	93
Tabla 10-3: Potencia consumida en Conmutación (P_{cc}) en watts, ante la variación de Frecuencia.....	93
Tabla 11-3: Formas de Onda en el Conversor Reductor.....	94
Tabla 12-3: Error en estado Estacionario ante la variación de Carga Elevador.	96
Tabla 13-3: Estadística Descriptiva Conversor Elevador.	96
Tabla 14-3: Eficiencia ante la variación de carga Conversor Elevador.....	97
Tabla 15-3: Rizo en el Voltaje de Salida ante la variación de carga Conversor Elevador.	98
Tabla 16-3: Variación de corriente en el inductor ante la variación de carga Elevador.	101
Tabla 17-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=20KHz$	102

Tabla 18-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=30KHz$.	102
Tabla 19-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=50KHz$.	102
Tabla 20-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=60KHz$.	102
Tabla 21-3: Potencia consumida en Conmutación (Pcc) en watts, ante la variación de Frecuencia.....	103
Tabla 22-3: Formas de Onda Conversor Elevador.	104

INDICE DE FIGURAS

Figura 1-1: Símbolos de MOSFET a) canal n y b) canal p.....	6
Figura 2-1: Mosfet Canal N con diodo parasito en antiparalelo con sus características.....	7
Figura 3-1: Driver de Activación de Transistores de Potencia (IR2110).	8
Figura 4-1: Diodo Conectado en Polarización Directa.	9
Figura 5-1: Diodo Conectado en Polarización Inversa.	9
Figura 6-1: Simbología de diodo Schottky.....	10
Figura 7-1: Construcción interna de un diodo Schottky.	10
Figura 8-1: Simbología diodo Zener.....	11
Figura 9-1: Característica V-I general de un diodo zener.....	11
Figura 10-1: Modelo Ideal del Zener.....	12
Figura 11-1: Convertidor Buck.....	12
Figura 12-1: Formas de Onda Conversor Reductor.	13
Figura 13-1: Convertidor Reductor Interruptor on.	13
Figura 14-1: Convertidor Reductor Interruptor off.	14
Figura 15-1: Convertidor Boost.....	16
Figura 16-1: Formas de Onda Conversor Elevador.	17
Figura 17-1: Convertidor Elevador Interruptor on.....	17
Figura 18-1: Convertidor Elevador Interruptor off.	18
Figura 19-1: Señal en el tiempo.....	21
Figura 20-1: Señal de Corriente en el Tiempo.....	22
Figura 21-1: Señal de Potencia instantánea.....	22
Figura 22-1: Control PID de una planta.	27
Figura 23-1: Respuesta a un escalón unitario de una planta.	28
Figura 24-1: Curva de Respuesta en Forma de S.....	28
Figura 25-1: Sistema en lazo cerrado con un controlador proporcional.	30
Figura 26-1: Oscilación sostenida con periodo P_{cr} (P_{cr} se mide en seg).....	30
Figura 27-1: Aproximación rectangular hacia delante de la integral.	32
Figura 28-1: Aproximación rectangular hacia detrás de la integral.	34
Figura 29-1: Aproximación bilineal de la integral.	35
Figura 30-1: Microcontrolador.....	36
Figura 31-1: Arquitectura Von Neumann.	37
Figura 32-1: Arquitectura Harvard.	37
Figura 1-2: Diagrama de bloques General para el módulo experimental de control para un convertidor de energía.....	41
Figura 2-2: Núcleo Toroidal T50-26.....	45

Figura 3-2: Corriente que circula en el Diodo Convertidor Reductor.....	47
Figura 4-2: Corriente que circula por el Diodo en el Convertidor Elevador.	52
Figura 5-2: Mosfet en lado alto.	53
Figura 6-2: Conexión típica para Mosfet en lado alto.	54
Figura 7-2: Circuito de disparo y asilamiento conversor elevador.....	57
Figura 8-2: Circuito de Sensado, Divisor de Tensión, Convertidor Reductor.	59
Figura 9-2: Circuito de Sensado, Divisor de Tensión, Convertidor Elevador.....	60
Figura 10-2: Curva de Respuesta de la planta en lazo abierto.	69
Figura 11-2: Curva de Respuesta del Conversor Reductor Incorporado un controlador PID.....	71
Figura 12-2: Curva de Respuesta a un Escalón Unitario de la planta en lazo abierto.	78
Figura 13-2: Respuesta de la planta ante una entrada escalón unitario a kcr.	80
Figura 14-2: Curva de Respuesta a un Escalón Unitario de la planta controlada por un PID diseñado por la regla de sintonía de Ziegler-Nichols.	82
Figura 15-2: Diagrama de Flujo del algoritmo implementado para el Control de los Convertidores DC/DC.....	83
Figura 16-2: Circuito diseñado para las Fuentes Auxiliares en el módulo.	85
Figura 1-3: Señal de Control del Interruptor Electrónico.	89
Figura 2-3: Gráfica de la Tensión en el Interruptor.	89
Figura 3-3: Gráfica de la Corriente en el Interruptor.....	90
Figura 4-3: Corriente en el Inductor para la mínima resistencia de carga.	99
Figura 5-3: Corriente en el Inductor para la máxima resistencia de carga.....	100

ÍNDICE DE GRÁFICOS

Gráfico 1-3: Relación Eficiencia vs Resistencia de Carga Conversor Reductor.	88
Gráfico 2-3: Relación Rizo de Voltaje y Resistencia de Carga Convertidor Elevador.....	91
Gráfico 3-3: Rizo de Corriente I_L vs Resistencia de Carga Conversor Redcutor.	92
Gráfico 4-3: Relación entre la variación de Frecuencia y las Pérdidas por conmutación..	94
Gráfico 5-3: Relación Eficiencia vs Resistencia de Carga Conversor Elevador.....	97
Gráfico 6-3: Relación Rizo de Voltaje y Resistencia de Carga Convertidor Elevador.....	98
Gráfico 7-3: Relación de Rizo de Corriente en el inductor vs R_L.	101
Gráfico 8-3: Relación entre la variación de Frecuencia y las Pérdidas por conmutación.	103

ÍNDICE DE ABREVIATURAS

PWM:	Modulación de Ancho de Pulso.
FT:	Función de Transferencia.
Z-N:	Ziegler-Nichols.
PID:	Proporcional-Integral-Derivativo.
V_o:	Voltaje Medio
V_{RMS}:	Voltaje RMS
I_L:	Corriente del Inductor
I_C:	Corriente del Capacitor
ΔI_L:	Variación de la Corriente en el Inductor
ΔV_o:	Variación del Voltaje de salida
P_{CC}:	Potencia empleada en Conmutación
I_s:	Corriente de la Fuente de entrada
I_o:	Corriente de la Fuente de salida
V_s:	Voltaje de la Fuente de entrada
V_o:	Voltaje de la Fuente de salida
R_L:	Resistencia de carga
P_o:	Potencia de Salida
P_s:	Potencia de Entrada
V_{MAX}:	Voltaje Máximo
V_{MIN}:	Voltaje Mínimo
I_{MAX}:	Corriente Máxima
I_{MIN}:	Corriente Mínima
η:	Eficiencia del Conversor

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1-1: Variación de Corriente en el inductor Interruptor en on, Convertidor Reductor.....	14
Ecuación 2-1: Variación de Corriente en el inductor Interruptor off, Convertidor Reductor.	14
Ecuación 3-1: Voltaje de Salida, Convertidor Reductor.	15
Ecuación 4-1: Ciclo de Trabajo, Convertidor Reductor.	15
Ecuación 5-1: Corriente Media en el Inductor, Convertidor Reductor.....	15
Ecuación 6-1: Inductancia mínima modo de Conducción Continua, Convertidor Reductor.	15
Ecuación 7-1: Rizo del Voltaje de Salida, Convertidor Reductor.	16
Ecuación 8-1: Variación de Corriente en el inductor SW on, Convertidor Elevador.	18
Ecuación 9-1: Variación de Corriente en el inductor SW off, Convertidor Elevador.	18
Ecuación 10-1: Voltaje de Salida, Convertidor Elevador.....	19
Ecuación 11-1: Ciclo de Trabajo, Convertidor Elevador.....	19
Ecuación 12-1: Corriente media en el Inductor, Convertidor Elevador.....	19
Ecuación 13-1: Inductancia mínima modo de Conducción Continua, Convertidor Elevador.	20
Ecuación 14-1: Rizo del Voltaje de Salida, Convertidor Elevador.....	20
Ecuación 15-1: Valor RMS de una señal en términos integrales.....	21
Ecuación 16-1: Valor RMS de una señal en términos de sumatoria.	21
Ecuación 17-1: Valor Medio en términos integrales.	21
Ecuación 18-1: Valor Medio en términos de Sumatoria.....	22
Ecuación 19-1: Potencia Media en términos integrales.	22
Ecuación 20-1: Potencia Media en términos de sumatoria.....	22
Ecuación 21-1: Función de transferencia de un Sistema de Primer Orden.....	24
Ecuación 22-1: Función de transferencia de un controlador PI.	24
Ecuación 23-1: Función de transferencia en bucle cerrado.	24
Ecuación 24-1: Ecuación característica.	24
Ecuación 25-1: Ecuación característica modificada.	24
Ecuación 26-1: Ecuación característica sistema de segundo orden.....	24
Ecuación 27-1.....	25
Ecuación 28-1.....	25
Ecuación 29-1.....	25
Ecuación 30-1.....	25

Ecuación 31-1.....	25
Ecuación 32-1: Función de transferencia Controlador PID.....	25
Ecuación 33-1.....	26
Ecuación 34-1.....	26
Ecuación 35-1.....	26
Ecuación 36-1.....	26
Ecuación 37-1.....	26
Ecuación 38-1: Expresión de la Constante Proporcional del controlador.	26
Ecuación 39-1: Expresión del Tiempo Integral del controlador.....	26
Ecuación 40-1: Expresión del Tiempo Derivativo del controlador.....	26
Ecuación 41-1: Función de transferencia Sistema de Primer Orden con Retardo.	29
Ecuación 42-1: Función de Transferencia del controlador PID por el primer método.....	29
Ecuación 43-1: Función de transferencia del controlador PID mediante el segundo método.	31
Ecuación 44-1: Controlador PID en tiempo continuo.....	31
Ecuación 45-1: Aproximación bilineal del error.	34
Ecuación 1-2: Número Aproximado de Espiras para un núcleo Toroidal.....	45
Ecuación 2-2: Corriente Irms en el diodo para el Convertidor Reductor.	48
Ecuación 3-2: Capacitor Bootstrap.....	55
Ecuación 4-2: Fórmula para el cálculo de V_{DS} en un Mosfet.....	55
Ecuación 5-2.....	56
Ecuación 6-2: Corriente máxima, Diodo Zener.....	59
Ecuación 7-2: Corriente Crítica, Diodo Zener.....	60
Ecuación 8-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente reductora.....	63
Ecuación 9-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente reductora.	63
Ecuación 10-2: Ecuación de estado para el interruptor en “on” fuente reductora.....	63
Ecuación 11-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente reductora.	64
Ecuación 12-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente reductora.	64
Ecuación 13-2: Ecuación de estado para el interruptor en “off” fuente reductora.	64
Ecuación 14-2: Ecuación de estado total promediada en el espacio de estados fuente reductora.....	65
Ecuación 15-2: Ecuación de estado total para la salida fuente reductora.	65
Ecuación 16-2: Parámetros que incluyen parte constante y fluctuante.	65

Ecuación 17-2.....	65
Ecuación 18-2.....	65
Ecuación 19-2: Términos constantes fuente reductora.....	66
Ecuación 20-2: Términos Fluctuantes fuente reductora.	66
Ecuación 21-2.....	66
Ecuación 22-2: Términos constantes para la salida fuente reductora.....	66
Ecuación 23-2: Términos fluctuantes para la salida fuente reductora.....	66
Ecuación 24-2.....	66
Ecuación 25-2.....	66
Ecuación 26-2.....	67
Ecuación 27-2: Función de transferencia del convertidor reductor en términos de matrices.	67
Ecuación 28-2.....	67
Ecuación 29-2: Función de Transferencia del Convertidor Reductor.	68
Ecuación 30-2: Ecuación característica en bucle cerrado del conversor reductor.	69
Ecuación 31-2.....	70
Ecuación 32-2.....	70
Ecuación 33-2.....	70
Ecuación 34-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente elevadora.	72
Ecuación 35-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente elevadora.	72
Ecuación 36-2: Ecuación de estado para el interruptor en “on” fuente elevadora.....	72
Ecuación 37-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente elevadora.....	73
Ecuación 38-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente elevadora.	73
Ecuación 39-2: Ecuación de estado para el interruptor en “off” fuente elevadora.....	73
Ecuación 40-2: Ecuación de estado total promediada en el espacio de estados fuente elevadora.....	74
Ecuación 41-2: Ecuación de estado total para la salida fuente elevadora.....	74
Ecuación 42-2.....	74
Ecuación 43-2.....	74
Ecuación 44-2: Términos constantes fuente elevadora.	74
Ecuación 45-2: Términos Fluctuantes fuente elevadora.....	74
Ecuación 46-2.....	75
Ecuación 47-2: Términos constantes para la salida fuente elevadora.....	75

Ecuación 48-2: Términos fluctuantes para la salida fuente elevadora.....	75
Ecuación 49-2.....	75
Ecuación 50-2.....	75
Ecuación 51-2.....	75
Ecuación 52-2: Función de transferencia del convertidor elevador en términos de matrices.	75
Ecuación 53-2: Función de Transferencia de la dinámica del convertidor en lazo abierto.	77
Ecuación 54-2: FT en Lazo Cerrado para un Controlador kp.	78
Ecuación 55-2: FT de la dinámica del convertidor elevador en lazo cerrado.....	79
Ecuación 56-2: Ecuación Característica de la FT Elevador.....	79
Ecuación 57-2: Ganancia Crítica Planta Elevador	80
Ecuación 58-2: Ecuación Característica con Kcr.....	80
Ecuación 59-2: Frecuencia de Oscilación.....	81
Ecuación 60-2: Periodo de Oscilación.	81
Ecuación 61-2: FT Controlador PID.	81
Ecuación 1-3: Potencia invertida en Conmutación	87
Ecuación 2-3: Eficiencia del Conversor incluyendo las Pérdidas por conmutación	88
Ecuación 3-3: Potencia media disipada en conmutación en términos integrales.	90
Ecuación 4-3: Potencia media disipada en conmutación.....	90
Ecuación 5-3.....	90
Ecuación 6-3.....	90
Ecuación 7-3: Corriente RMS en el inductor.	100
Ecuación 8-3: Variación de Corriente en el Inductor.	100
Ecuación 9-3: Corriente mínima en el inductor.	100
Ecuación 10-3: Corriente máxima en el inductor.	100

ÍNDICE DE ANEXOS

Anexos A:	MOSFET IRLZ44N.
Anexo B:	Diodo Schottky SS36.
Anexo C:	Diodo Schottky 1N5817.
Anexo D:	Driver IR2110.
Anexo E:	Opto acoplador PC817.
Anexo F:	Diodo Zener 1N4733A.
Anexo G:	Microcontrolador PIC16F877A.
Anexo H:	Voltímetro y Amperímetro Digital Modelo DSN-VC288
Anexo I:	Diseño del Controlador del Convertidor Reductor en MATLAB
Anexo J:	Diseño del Controlador del Convertidor Elevador en MATLAB
Anexo K:	Programación del Controlador del Conversor Reductor en MicroC
Anexo L:	Programación del Controlador del Conversor Elevador en MicroC
Anexo M:	Estudio de Eficiencia en MATLAB del Conversor Reductor ante variación de carga a una frecuencia de 40KHz
Anexo N:	Estudio del rizo de tensión del capacitor en MATLAB del Conversor Reductor ante variación de carga
Anexo Ñ:	Estudio del rizo de corriente del inductor en MATLAB del Conversor Reductor ante variación de carga
Anexo O:	Tarjeta de Circuito Impreso Conversor Reductor
Anexo P:	Tarjeta de Circuito Impreso Conversor Elevador
Anexo Q:	Fotos del Módulo

RESUMEN

Se desarrolló un módulo que permita mostrar el funcionamiento de los convertidores estáticos de energía del tipo DC-DC considerando el proceso de regulación que garantice el voltaje constante a su salida, como una ayuda didáctica en el estudio de las fuentes conmutadas, centrándose en dos tipos de configuraciones buck y boost. Se partió obteniendo un modelo lineal aproximado de los sistemas utilizando la técnica del promediado en el espacio de estados en el cual se analizó una expresión de la función de transferencia de modo que describa la planta para los dos estados del interruptor electrónico, el diseño del controlador para cada sistema se realizó utilizando técnicas de control clásico considerando como parámetros de diseño el sobreimpulso máximo y tiempo de establecimiento, dicho controlador fue implementado en un sistema embebido, se procedió a hacer el algoritmo de control para minimizar el error. Para el diseño de la etapa de potencia de las fuentes se realizaron cálculos para escoger el inductor y frecuencia de conmutación de forma que aseguren el modo de conducción continua, mientras que para la elección de los elementos de conmutación se analizó la potencia de salida de los convertidores. Además, se analizó la potencia invertida en conmutación para cuantificar la eficiencia en cada uno de los convertidores dando como resultado que la relación entre la eficiencia y el valor óhmico de la carga en los convertidores es de forma proporcional. Se concluye que la eficiencia de los convertidores tiende a reducirse a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación. Se recomienda que el interruptor electrónico debe tener un sistema de refrigeración que permita enfriar el mismo debido a la disipación de potencia principalmente en el convertidor elevador dada su configuración, la ausencia del disipador podría quemar este poniendo en corto la fuente de entrada y consecuentemente generando corrientes excesivamente grandes.

Palabras Claves: <TECNOLOGÍA Y CIENCIAS DE LA INGENIERÍA>, <INGENIERÍA Y TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA>, <CONVERSION ESTÁTICO DC-DC>, <PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID)>, <SISTEMA EMBEBIDO>, <PROMEDIADO DEL ESPACIO DE ESTADOS>, <DIMENSIONAMIENTO DE SEMICONDUCTORES>, <EFICIENCIA ENERGÉTICA>.

ABSTRACT

A module permitting to show the functioning of static converters of DC-DC type energy was developed considering the regulation process which will guarantee the constant voltage at its exit, as a didactic help in the study of the commuted sources centering into two types of buck and boost configurations. The beginning was carried out by obtaining an approximate lineal model of the systems using the averaging technique in the space of state in which an expression of the mode transference function was analyzed describing the plant for the two states of the electronic breaker; the controller design for each system was carried out using classic control techniques considering as design parameters the maximum over-impulse and establishment time; such controller implemented in an engaged system; then the control algorithm was carried out to minimize error. For the design of the power stages of the sources calculi were conducted to select the inductor and the commutation frequency so as to secure the continuous conduction mode, while for the election of the commutation elements the output power of the converters was analyzed. Moreover, the inverted power in commuting to quantify the efficiency in each converter was analyzed resulting in the fact that the relationship between the efficiency and the ohmic value of the charge in the converters is of a proportional form. It is concluded that the efficiency of the converters tends to reduce as long as the commuting frequency increases. It is recommended for the electronic breaker to have a refrigeration system permitting to cool it, due to the power dissipation mainly in the elevator converter given its configuration; the spendthrift absence could burn it putting in short the input source and consequently generating excessively great currents.

Key Words: <ENGINEERING TECHNOLOGY AND SCIENCES>, <ELECTRONIC ENGINEERING AND TECHNOLOGY>, <DC-DC STATIC CONVERTER>, <PROPORTIONAL INTEGRAL DERIVATIVE (PID)>, <ENGAGED SYSTEM>, <AVERAGING OF THE SPACE OF STATES>, <MEASURING OF SEMICONDUCTORS>, <ENERGETIC EFFICIENCY>.

INTRODUCCIÓN

En el presente trabajo de titulación se realizó el Desarrollo de un Módulo de Entrenamiento Basado en Convertidores Estáticos del Tipo DC-DC con Regulación en Lazo Cerrado, con el fin de mostrar el funcionamiento de los convertidores de energía DC-DC, tomando como punto de partida la regulación para garantizar un voltaje de salida constante este objetivo se pretende realizar desarrollando un módulo didáctico el cual permite realizar mediciones de parámetros tales como corriente y voltaje además de visualizar las principales formas de onda en los distintos puntos de los convertidores.

ANTECEDENTES

En el mundo a principios del siglo 20 el consumo de la energía eléctrica era demasiado ineficiente, esto debido a que se usaban dispositivos tales como tubos al vacío que tenían limitaciones tecnológicas en el manejo de tensión, corriente y disipación de calor, esto infirió en altos costos energéticos en la industria.

El desarrollo de la Electrónica Moderna tiene su auge a partir de 1948 con la invención del transistor de silicio en los laboratorios Bell y con la invención del tiristor en el año 1958 en los Laboratorios de General Electric, el concepto de eficiencia en el consumo de energía aumentó por la ventaja de que se redujo el efecto Joule con estos elementos. En la actualidad la eficiencia energética ha tomado un rol importante por lo que esta temática de manejar convertidores estáticos se ha tornado de gran interés tanto por empresas distribuidoras de energía como por las compañías consumidoras.

Las fuentes conmutadas del tipo DC-DC centran su funcionamiento en el uso de un dispositivo electrónico que conmuta entre dos estados, de modo que si el circuito se encuentra en una configuración determinada puede elevar o reducir el voltaje de entrada, sus aplicaciones varían desde la implementación de inversores de voltaje así como también fuentes de computadora, la gran ventaja que se tiene en este tipo de fuentes es la eficiencia superior al 70%, en comparación a las fuentes de tensión lineales que disipan gran parte de la potencia en el regulador de tensión por lo que se tornan ineficientes desde el punto de vista energético.

Por eso para diseñar un controlador previamente se debe obtener una función de transferencia que exprese la dinámica de cada una de las plantas, esto es complejo debido a que el funcionamiento del interruptor electrónico es no lineal, pero una aproximación de la función de transferencia se la puede obtener haciendo un estudio de las ecuaciones de estado y promediándolas, pues en si mucha de las dinámicas de las plantas en la que es conocida la FT funciona para un rango de operaciones definido.

La implementación de los controladores antes de la invención de los Sistemas Embebidos se los realizaba con dispositivos tales como amplificadores operacionales, transistores, compuertas lógicas, etc. Que si bien realizaban su trabajo eran susceptibles a agentes externos como interferencias electromagnéticas, energía electrostática y su frecuencia de operación era muy baja por lo que los controladores eran más complejos desde el punto de vista electrónico, la aparición de los Sistemas Embebidos y Lenguajes de Programación facilitaron en gran medida la Electrónica en general debido a que permiten trabajar a frecuencias del orden de los MHz, y la implementación de los circuitos electrónicos es relativamente fácil en comparación a sus antecesores.

En el mercado existen fuentes conmutadas elevadoras o reductoras que funcionan sin regulación, es decir al conectar o desconectar diferentes cargas a su salida el voltaje tiende a caer o subir repentinamente de modo que no se garantiza un voltaje constante a la salida, por lo que constan de potenciómetros ajustables que permiten bajar o subir el voltaje de salida manualmente, de modo que se controla el Ciclo de Trabajo que llega hacia el interruptor electrónico esto es impráctico si queremos garantizar una regulación adecuada, por lo que es necesario tener un control que automáticamente ajuste el Ciclo de trabajo que garantice a la salida el voltaje de referencia.

FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Se ha visto que la Escuela de Electrónica de Control y Redes Industriales cuenta con muy pocos equipos para realizar prácticas de Electrónica de Potencia, además de que los convertidores de DC-DC tienen cierto grado de complejidad y llevan tiempo en implementar los mismos.

¿Se podrá construir un sistema que con un mínimo de etapas que permitan establecer diferentes configuraciones que nos sirvan para probar los convertidores DC-DC?

SISTEMATIZACIÓN DEL PROBLEMA

¿Es posible garantizar los tiempos de respuesta de regulación empleando un sistema embebido, que pueda visualizar información de interés como ciclo de trabajo, frecuencia de conmutación entre otras variables de interés?

¿Es posible determinar, bajo consideraciones de diseño y experimental, las diferencias de costo y eficiencia en la fabricación de un inductor de núcleo de aire y otro con núcleo de ferrita?

¿Es posible cuantificar la potencia consumida en los semiconductores, por concepto de conmutación y regulación de tensión?

¿Se podrá establecer curvas de operación que respondan a la variación de carga y el comportamiento del factor de rizo y la variación de corriente en el inductor?

¿Es posible determinar la relación existente entre las pérdidas por conmutación y la frecuencia de las mismas?

¿Es posible trazar una estrategia que permita discriminar la potencia invertida en conmutación de la invertida en regulación?

OBJETIVOS

Objetivos Generales:

Desarrollar un módulo que permita mostrar el funcionamiento de los convertidores estáticos de energía del tipo DC-DC considerando el proceso de regulación que garantice el voltaje constante a su salida.

Objetivos Específicos:

- Desarrollar un sistema de regulación considerando controladores clásicos implementados de manera digital en el sistema embebido.
- Efectuar pruebas de aceptación de parámetros de regulación ante un proceso de variación de carga.
- Diseñar y fabricar tanto un inductor de núcleo de aire como uno de núcleo de ferrita garantizando el mismo valor de inductancia para ambos casos.

- Medir la potencia tanto en la fuente como en la carga, tal que permita cuantificar de manera indirecta la potencia consumida en el proceso de conmutación y regulación.
- Trazar una curva de operación teórica y experimental del factor de rizo de tensión y variación de corriente en el inductor ante la variación de carga.
- Trazar una curva de comportamiento experimental que relacione la potencia invertida en la conmutación y regulación a partir del conocimiento de la potencia en la fuente y en la carga.
- Medir la potencia invertida en la regulación y relacionarla con las curvas de comportamiento experimental que relaciona la potencia utilizada en la conmutación y la regulación ante la variación de la frecuencia, para precisar la potencia consumida tan sólo en la conmutación.

CAPITULO I

1 MARCO TEÓRICO

1.1 Electrónica de Potencia

Los circuitos electrónicos de potencia convierten la energía eléctrica de un tipo en otro utilizando dispositivos electrónicos. Los circuitos electrónicos de potencia funcionan utilizando dispositivos semiconductores como interruptores, para controlar o modificar una tensión o una corriente. Las aplicaciones de los circuitos electrónicos de potencia abarcan desde los equipos de conversión de alta potencia, como los sistemas de transmisión de corriente continua (cc), hasta aparatos de uso común, como por ejemplo, los destornilladores eléctricos sin cable o las fuentes de alimentación de los ordenadores portátiles. La electrónica de potencia incluye aplicaciones en las que los circuitos procesan mili vatios o megavatios.

Las aplicaciones típicas de la electrónica de potencia son, entre otras, la conversión de corriente alterna (ca) en corriente continua (cc), la conversión continua en alterna (cc en ca), la conversión de una tensión continua no regulada en una tensión continua regulada y la conversión de una alimentación alterna de determinada amplitud y frecuencia en otra amplitud y frecuencia distintas.

El diseño de los equipos de conversión de potencia precisa de numerosas disciplinas de la ingeniería eléctrica. La electrónica de potencia incluye aplicaciones de la teoría de circuitos, la teoría de control, electrónica, electromagnetismo, microprocesadores (para control) y transferencia de calor. Los avances conseguidos en la capacidad de conmutación de los semiconductores, combinados con el interés por mejorar el rendimiento y las prestaciones de los dispositivos eléctricos han convertido a la electrónica de potencia en un área de la ingeniería electrónica de rápido crecimiento. (Hart, 2001)

1.2 Interruptores Electrónicos

El dispositivo conmutador concreto utilizado en los circuitos electrónicos de potencia variara según el estado actual de la tecnología de dispositivos semiconductores.

Normalmente, el comportamiento de los circuitos electrónicos de potencia no se ve afectado de forma particular por el dispositivo real que se utilice para la conmutación, especialmente si las caídas de tensión en bornes del interruptor en estado de conducción son pequeñas comparadas con otras tensiones del circuito. Los interruptores se modelan como cortocircuitos cuando están activados y como circuitos abiertos no lo están. (Hart, 2001)

1.2.1 *Mosfet*

Los transistores de efecto de campo por semiconductor de óxido metálico (metal-oxide-semiconductor field effect transistor, MOSFET) con apreciable capacidad de conducción de corriente en estado activo y buena capacidad de tensión de bloqueo en estado pasivo —y, por tanto, con potencial para aplicaciones de electrónica de potencia— están disponibles desde principios de la década de 1980. Ahora se usan tanto como los BJT y de hecho los están reemplazando en muchas aplicaciones, en especial aquellas en las que son importantes las velocidades de conmutación altas, la diferencia entre un transistor BJT y un MSFET viene dado por el parámetro de control en el caso del primero corriente y en el segundo voltaje. (SAVANT, CARPENTER and RODEN, 2000) Los MOSFET operan con base en mecanismos físicos diferentes a los de los BJT, y es esencial comprender bien estas diferencias para utilizar de modo eficaz tanto los BJT como los MOSFET. (Mohan, Undeland and Robbins, 2009)

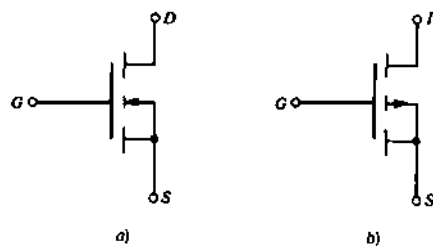


Figura 1-1: Símbolos de MOSFET a) canal n y b) canal p.

Fuente: (Mohan, Undeland and Robbins, 2009)

El símbolo de circuito para un MOSFET de canal n se muestra en la Figura 1-1a, y para un MOSFET de canal p, en la Figura 1-1b. El sentido de la flecha en el cable que va a la zona del cuerpo indica el sentido del flujo de corriente si la unión pn de cuerpo-fuente es de polarización directa por romper el cortocircuito entre las dos y se aplica una tensión de polarización. Así, la flecha de un MOSFET de canal n con una zona de cuerpo de tipo p apunta hacia el símbolo del MOSFET, como se muestra en la Figura 1-1, y la flecha apunta hacia fuera para un dispositivo de tipo p. (Mohan, Undeland and Robbins, 2009)

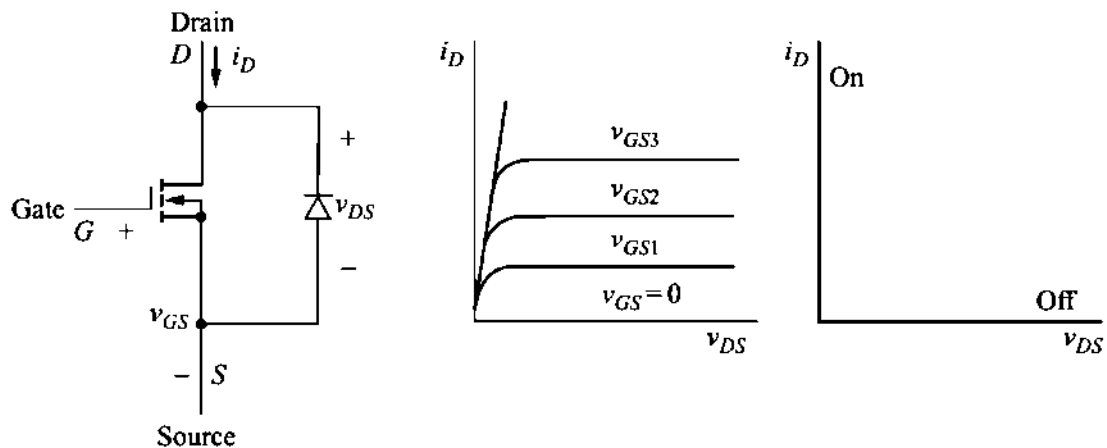


Figura 2-1: Mosfet Canal N con diodo parasito en antiparalelo con sus características.

Fuente: (Hart, 2001)

El MOSFET es un dispositivo controlado por tensión con las características mostradas en la Figura 2-1. Los MOSFET de potencia son fundamentalmente de acumulación más que de empobrecimiento. Una tensión puerta-fuente lo suficientemente grande activara el dispositivo, dando lugar a una pequeña tensión drenador-fuente. El circuito excitación para activar o desactivar un MOSFET es normalmente más sencillo que el utilizado en un BJT. En el estado de conducción, las variaciones de V_{DS} son linealmente proporcionales a las variaciones de i_D . Por tanto, el MOSFET en estado de conducción modelarse como una resistencia de conducción denominada $R_{DS(on)}$. Los MOSFET de baja tensión tienen resistencias de conducción menores que 0.1Ω , mientras que los MOSFET de alta tensión tienen resistencias de conducción de unos cuantos ohmios. La construcción de los MOSFET produce un diodo (de cuerpo) parásito, como se muestra en la Figura 2-1, lo que se puede utilizar a veces de forma ventajosa en circuitos electrónicos de potencia. Los valores nominales llegan a alcanzar hasta 1000v y 50 A. Las velocidades de conmutación del MOSFET son mayores que las del BJT y se utilizan en convertidores que operan por encima de 100 kHz. (Hart, 2001)

Entre características adicionales esta que pueden conmutar a grandes velocidades, disipan mayores cantidades de potencia, generan un nivel de ruido menor a los BJT, son mucho más estables que los BJT, su alta impedancia les permite almacenar carga el tiempo suficiente para su utilización como elementos de almacenamiento.(SAVANT, CARPENTER and RODEN, 2000)

1.2.1.1 Driver de Compuerta IR2110

Es un driver de transistores MOSFET e IGBT, alta velocidad ($t_{on}=120ns$), ($t_{off}=94ns$), salida 2A, 10 V a 20 V, canales flotantes de alto voltaje a hasta 525 V y de bajo voltaje, entradas Schmitt-

trigger compatibles con CMOS y LSTTL, salidas con tiempos de propagación similares y en fase con las entradas, alimentación separada para la lógica de 3.3 V a 20 V, $P_D=1.6$ W.

El convertidor reductor es una aplicación para el circuito de excitación en lado alto para lo cual el driver utiliza el modo bootstrap, siendo capaz de dar una referencia (GND) flotante.

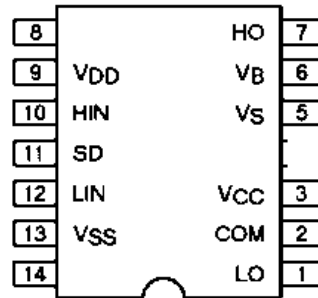


Figura 3-1: Driver de Activación de Transistores de Potencia (IR2110).

Fuente: (Yaakob, 2007)

1.2.2 Diodo

El diodo es un semiconductor que está construido con un material p y un material n, el cual puede ser polarizado directa e inversamente, funcionando como un interruptor cerrado o abierto respectivamente. Una analogía utilizada con frecuencia para describir el comportamiento de un diodo semiconductor es un interruptor mecánico. (Boylestad and Nashelsky, 2009)

1.2.2.1 Polarización Directa

Para polarizar un diodo se aplica un voltaje de cc a través de él. Polarización en directa es la condición que permite la circulación de corriente a través de la unión pn. La Figura 4-1 muestra una fuente de voltaje de cc conectada por un material conductor (contactos y alambres) a través de un diodo en la dirección que produce polarización en directa. Este voltaje de polarización externo se expresa como $V_{POLARIZACIÓN}$. El resistor limita la corriente en condición de polarización en directa a un valor que no dañe al diodo. Observe que el lado negativo de $V_{POLARIZACIÓN}$ está conectado a la región n del diodo y el lado positivo está conectado a la región p: éste es un requisito para que se dé la polarización en directa. Un segundo requerimiento es que el voltaje de polarización $V_{POLARIZACIÓN}$, debe ser más grande que el potencial de barrera. (Floyd and Salas Navarro, 2008a)

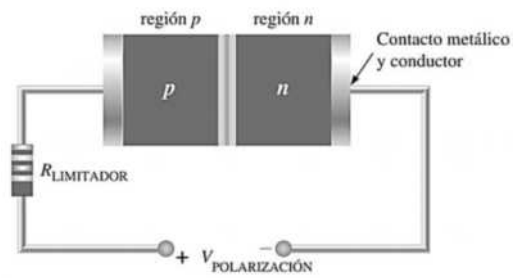


Figura 4-1: Diodo Conectado en Polarización Directa.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

1.2.2.2 Polarización Inversa

La polarización en inversa es la condición que en esencia evita la circulación de corriente a través del diodo. La Figura 5-1 muestra una fuente de voltaje de cc conectada a través de un diodo en la dirección que produce polarización en inversa. Este voltaje de polarización externo se designa como $V_{POLARIZACIÓN}$, como en el caso de polarización en directa. Observe que el lado positivo de $V_{POLARIZACIÓN}$ está conectado a la región n del diodo y el lado negativo está conectado a la región p. Observe también que la región de empobrecimiento se muestra mucho más ancha que la condición de polarización en directa o equilibrio. (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

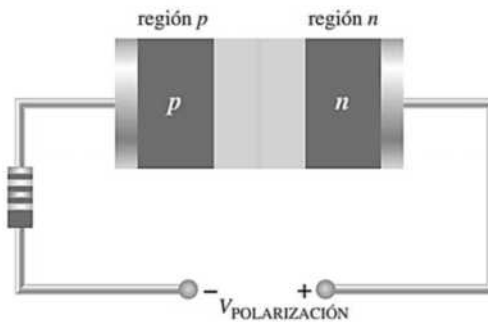


Figura 5-1: Diodo Conectado en Polarización Inversa.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

1.2.3 Diodo Schottky

Sus áreas de aplicación primero se limitaron al intervalo de muy alta frecuencia debido a su rápido tiempo de respuesta (especialmente importante a altas frecuencias) y una figura de ruido baja (una cantidad de real importancia en aplicaciones de alta frecuencia). (Boylestad and Nashelsky, 2009)

Los diodos Schottky son diodos de alta corriente utilizados principalmente en aplicaciones de alta frecuencia y conmutación rápida. También se conocen como diodos portadores calientes. El

término portador caliente se deriva del nivel de energía más alto de los electrones de la región n comparado con aquellos de la región metálica. En la Figura 6-1 se muestra un símbolo de diodo Schottky. (Floyd and Salas Navarro, 2008b)



Figura 6-1: Simbología de diodo Schottky.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

Uniendo una región de semiconductor dopada (normalmente de tipo n) con un metal tal como oro, plata o platino se forma un diodo Schottky. En lugar de una unión pn existe una unión de metal a semiconductor, como lo muestra la Figura 7-1. La caída de voltaje de polarización directa normalmente es de alrededor de 0.3 V porque no hay región de empobrecimiento como en el diodo de unión pn.(Floyd and Salas Navarro, 2008b)

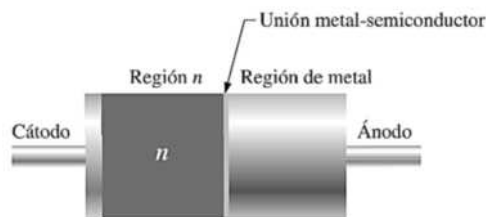


Figura 7-1: Construcción interna de un diodo Schottky.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

El diodo Schottky opera sólo con portadores mayoritarios. No hay portadores minoritarios y por lo tanto nada de corriente de fuga en inversa como en otros tipos de diodos. La región metálica está excesivamente ocupada con electrones de banda de conducción y la región semiconductor de tipo n está ligeramente dopada. Cuando se polariza en directa, los electrones de alta energía presentes en la región n son inyectados a la región metálica donde rápidamente ceden su exceso de energía. Como no hay portadores minoritarios, como en un diodo rectificador convencional, responde muy rápido a un cambio de polarización. El Schottky es un diodo de conmutación rápida y la mayoría de sus aplicaciones utilizan esta propiedad. Pueden ser utilizados en aplicaciones de alta frecuencia y en muchos circuitos digitales para reducir los tiempos de conmutación. La familia LS de lógica TTL (LS significa Schottky de baja potencia) es un tipo de circuito integrado digital que utiliza el diodo Schottky.(Floyd and Salas Navarro, 2008b)

1.2.4 Diodo Zener

El símbolo de un diodo zener se muestra en la Figura 8-1. En lugar de una línea recta que representa el cátodo, el diodo zener utiliza una línea quebrada en los extremos que recuerda la letra Z (por zener). (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

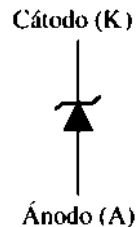


Figura 8-1: Simbología diodo Zener.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

Un diodo zener es un dispositivo de silicio con unión pn diseñado para operar en la región de ruptura en inversa. El voltaje de ruptura de un diodo zener se ajusta controlando cuidadosamente el nivel de dopado durante su fabricación. Recuerde que cuando un diodo alcanza la ruptura en inversa su voltaje permanece casi constante aun cuando la corriente cambie drásticamente: ésta es la clave para la operación de un diodo zener. Esta característica de voltaje-corriente se muestra de nuevo en la Figura 9-1; la región normal de operación de diodos zener se muestra como un área sombreada.(Floyd and Salas Navarro, 2008b)

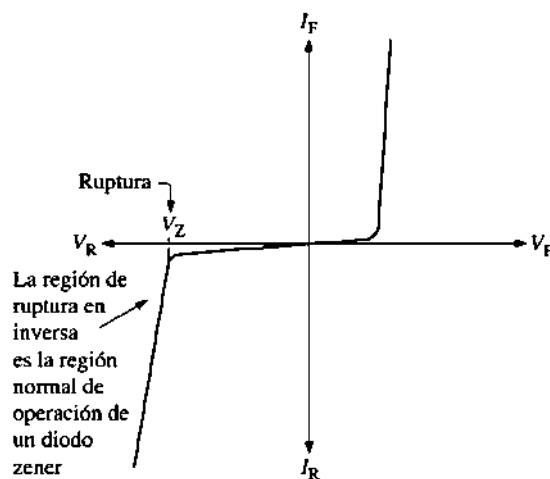


Figura 9-1: Característica V-I general de un diodo zener.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

La Figura 10-1 muestra el modelo ideal (primera aproximación) de un diodo zener en ruptura inversa y su curva característica ideal. Experimenta una caída de voltaje igual al voltaje nominal del zener. Esta caída de voltaje a través del diodo zener producida por la ruptura en inversa está representada por un símbolo de un voltaje de cd aun cuando el diodo zener no produce voltaje.(Floyd and Salas Navarro, 2008b)

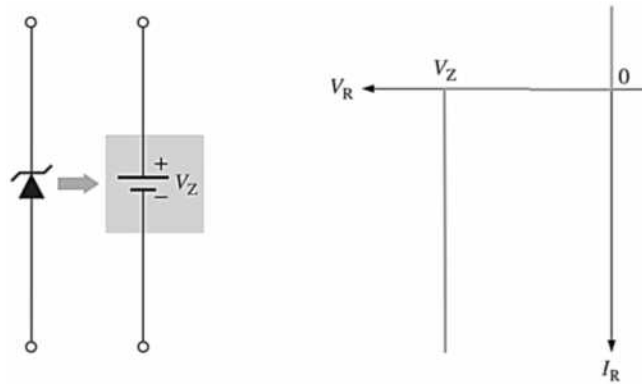


Figura 10-1: Modelo Ideal del Zener.

Fuente: (Floyd and Salas Navarro, 2008b)

1.3 Conversores DC-DC

Un convertor DC-DC es aquel que convierte un nivel de voltaje DC a otro nivel de DC, de forma que puede elevar o reducir la tensión de salida con respecto a la entrada.

1.3.1 Convertidor Buck

También conocido como convertor reductor, llamado de esta manera debido a que siempre se cumple que la tensión de salida es igual o menor a la tensión de entrada. (Hart, 2001)

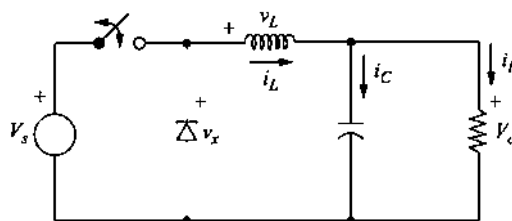


Figura 11-1: Convertidor Buck

Fuente: (Hart, 2011)

1.3.1.1 Formas de Onda Conversor Reductor

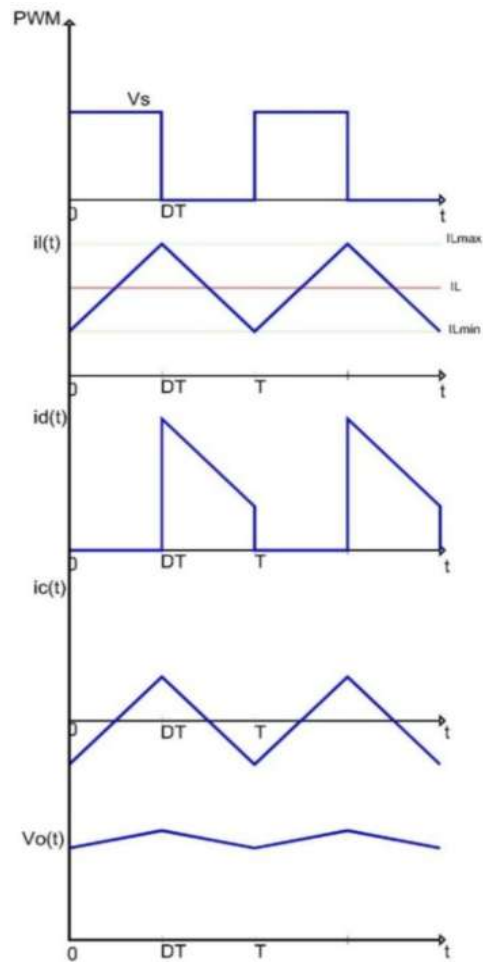


Figura 12-1: Formas de Onda Conversor Reductor.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

1.3.1.2 Voltaje de Salida (V_o)

Evaluando la variación de corriente en el inductor para cuando el interruptor este cerrado.

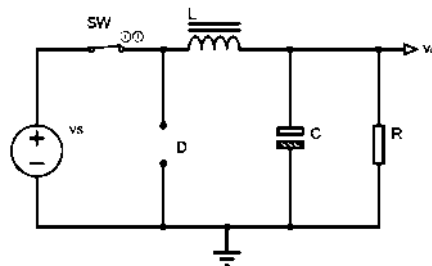


Figura 13-1: Convertidor Reductor Interruptor on.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

$$V_L = V_s - V_o$$

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t}$$

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = V_s - V_o$$

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

Ecuación 1-1: Variación de Corriente en el inductor Interruptor en on, Convertidor Reductor.

$$\Delta i_{Lswon} = \frac{V_s - V_o}{L} DT$$

Evaluando la variación de corriente en el inductor para cuando el interruptor este abierto.

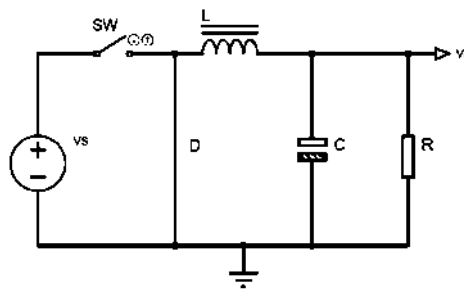


Figura 14-1: Convertidor Reductor Interruptor off.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

$$V_L = -V_o$$

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{-V_o}{L}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{-V_o}{L}$$

Ecuación 2-1: Variación de Corriente en el inductor Interruptor off, Convertidor Reductor.

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

Considerando que la variación de corriente en el inductor es 0, se tiene que:

$$\Delta i_{Lswon} + \Delta i_{Lswoff} = 0$$

$$\frac{V_s - V_o}{L}DT + \frac{-V_o}{L}(1 - D)T = 0$$

$$V_s D - V_o D - V_o + V_o D = 0$$

Ecuación 3-1: Voltaje de Salida, Convertidor Reductor.

$$V_o = V_s D$$

Ecuación 4-1: Ciclo de Trabajo, Convertidor Reductor.

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

1.3.1.3 *Corriente Media en el inductor I_L*

Analizando el circuito reductor, y haciendo un nodo en el capacitor sabemos que la $I_c = 0$ entonces.

$$I_L = I_c + I_R$$

Ecuación 5-1: Corriente Media en el Inductor, Convertidor Reductor.

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R}$$

1.3.1.4 *Corriente mínima en el inductor I_{Lmin}*

Para garantizar el funcionamiento del conversor elevador en estado de régimen permanente tenemos que:

$$I_{Lmin} = 0$$

$$I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0$$

$$\frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{L}(1 - D)T = 0$$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{V_o}{L}(1 - D)T$$

Ecuación 6-1: Inductancia mínima modo de Conducción Continua, Convertidor Reductor.

$$L_{min} = \frac{R(1 - D)}{2f}$$

1.3.1.5 Determinando la relación de rizo $\frac{\Delta V_o}{V_o}$

Basado en la gráfica de la corriente en el capacitor $i_c(t)$, y sabiendo que $Q = CV$ se tiene:

$$\Delta Q = \frac{T}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{1}{2}$$

$$\Delta Q = \frac{T}{8} \Delta i_L$$

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

$$\Delta Q = \frac{T^2 V_o}{8 L} (1 - D)$$

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{tx} i_c(t) \partial t$$

$$\Delta Q = \int_0^{tx} i_c(t) \partial t$$

Reemplazando

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \frac{T^2 V_o}{8 L} (1 - D) \text{ Como } \Delta V_C = \Delta V_O$$

Ecuación 7-1: Rizo del Voltaje de Salida, Convertidor Reductor.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2}$$

1.3.2 *Convertidor Boost*

El convertidor tipo Boost es también conocido como convertidor elevador debido a que la tensión de salida obtenida del mismo es mayor a la tensión de entrada. (Hart, 2001)

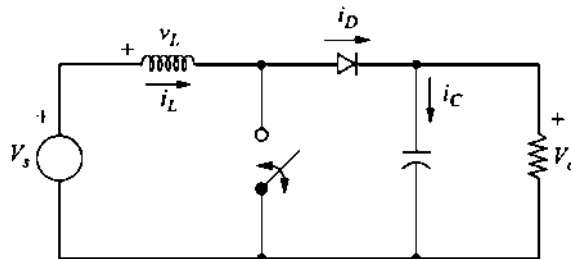


Figura 15-1: Convertidor Boost.

Fuente: (Hart, 2011)

1.3.2.1 Formas de Onda Conversor Elevador

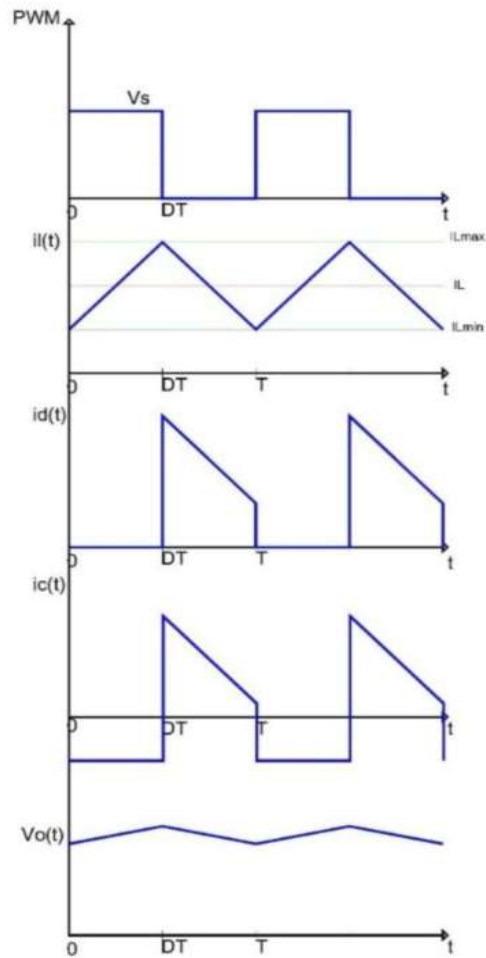


Figura 16-1: Formas de Onda Conversor Elevador.
 Realizado por: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

1.3.2.2 Voltaje de Salida (V_o)

Evaluando la variación de corriente en el inductor para cuando el interruptor este cerrado.

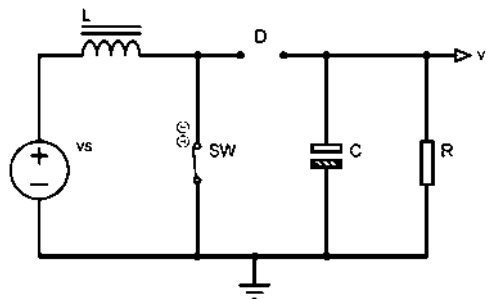


Figura 17-1: Convertidor Elevador Interruptor on.
 Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

$$V_s = V_L$$

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t}$$

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_s}{L}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s}{L}$$

Ecuación 8-1: Variación de Corriente en el inductor SW on, Convertidor Elevador.

$$\Delta i_{Lswon} = \frac{V_s}{L} DT$$

Evaluando la variación de corriente en el inductor para cuando el interruptor este abierto.

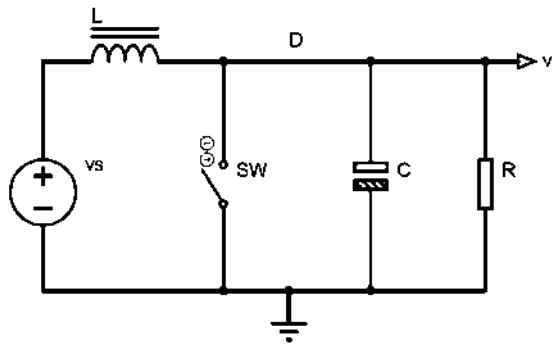


Figura 18-1: Convertidor Elevador Interruptor off.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

$$V_L = V_s - V_o$$

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t}$$

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = V_s - V_o$$

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_s - V_o}{L}$$

Ecuación 9-1: Variación de Corriente en el inductor SW off, Convertidor Elevador.

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

Considerando que la variación de corriente en el inductor es 0, se tiene que:

$$\Delta i_{Lswon} + \Delta i_{Lswoff} = 0$$

$$\frac{V_s}{L}DT + \frac{V_s - V_o}{L}(1 - D)T = 0$$

$$V_sD + V_s - V_o - V_sD + V_oD = 0$$

Ecuación 10-1: Voltaje de Salida, Convertidor Elevador.

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

Ecuación 11-1: Ciclo de Trabajo, Convertidor Elevador.

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

1.3.2.3 Corriente Media en el inductor I_L

Asumiendo el análisis con elementos ideales tenemos que:

$$P_s = P_e$$

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

$$P_e = V_s I_s$$

$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R}$$

Observando las gráficas de I_L y I_s se puede ver claramente que sus valores medios son iguales.

$$I_L = I_s$$

Reemplazando $V_o = \frac{V_s}{1-D}$ en:

$$I_L = \frac{V_o^2}{RV_s}$$

$$I_L = \frac{V_s^2}{(1 - D)^2 RV_s}$$

Ecuación 12-1: Corriente media en el Inductor, Convertidor Elevador.

$$I_L = \frac{V_s}{(1 - D)^2 R}$$

1.3.2.4 Corriente mínima en el inductor I_{Lmin}

Para garantizar el funcionamiento del convertidor elevador en estado de régimen permanente tenemos que:

$$I_{Lmin} = 0$$
$$I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = 0$$
$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s}{2L} DT = 0$$
$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{V_s}{2L} DT$$

Ecuación 13-1: Inductancia mínima modo de Conducción Continua, Convertidor Elevador.

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

1.3.2.5 Determinando la relación de rizo $\frac{\Delta V_o}{V_o}$

Basado en la gráfica de la corriente en el capacitor $i_c(t)$, y sabiendo que $Q = CV$ se tiene:

$$C \frac{\partial V_o}{\partial t} = \frac{\partial Q}{\partial t}$$
$$C \frac{\partial V_o}{\partial t} \partial t = \frac{\partial Q}{\partial t} \partial t$$
$$C \partial V_o = \frac{\partial Q}{\partial t} \partial t \text{ Y como } \frac{\partial Q}{\partial t} = i_c = \frac{V_o}{R}$$
$$\Delta V_o = \frac{V_o}{RC} DT$$

Ecuación 14-1: Rizo del Voltaje de Salida, Convertidor Elevador.

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

1.4 Valores RMS y Promedio

Los valores RMS y Promedio de una señal son calculados mediante la integración de la señal en el período, dichos valores permiten realiza cálculos de Potencia RMS y Promedio que son ampliamente utilizados en el estudio de eficiencia de los Convertidores Estáticos de Potencia.

1.4.1 Valor RMS

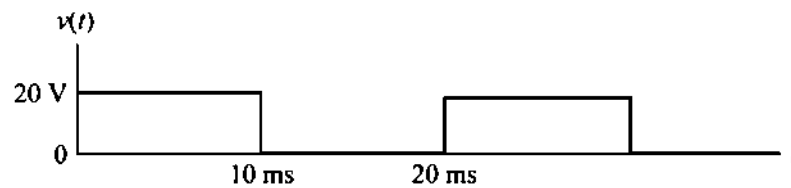


Figura 19-1: Señal en el tiempo

Fuente: (Hart, 2011)

Si se desea calcular el valor RMS de esta señal la ecuación está definida como:

Ecuación 15-1: Valor RMS de una señal en términos integrales.

$$Valor_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt$$

Si se desea calcular el valor RMS de esta señal en términos de sumatoria la ecuación está definida como:

Ecuación 16-1: Valor RMS de una señal en términos de sumatoria.

$$Valor_{RMS}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N v_i^2$$

1.4.2 Valor Medio o Promedio

Si se desea calcular el valor medio o promedio de una señal la ecuación en términos integrales está definida por:

Ecuación 17-1: Valor Medio en términos integrales.

$$Valor_o = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

Si se desea calcular el valor medio de esta señal en términos de sumatoria la ecuación está definida como:

Ecuación 18-1: Valor Medio en términos de Sumatoria.

$$Valor_o = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i$$

1.4.3 Potencia Instantánea y Promedio

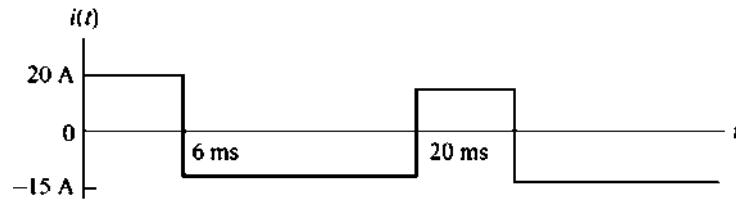


Figura 20-1: Señal de Corriente en el Tiempo.

Fuente: (Hart, 2011)

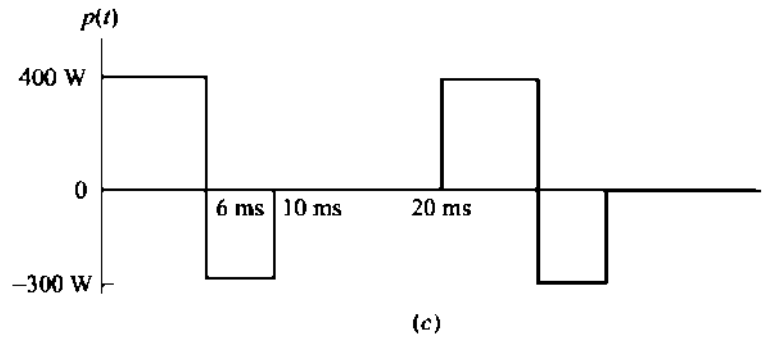


Figura 21-1: Señal de Potencia instantánea.

Fuente: (Hart, 2011)

Si se considera la Figura 19-1 como una señal de voltaje y a la Figura 20-1 como una señal de corriente fácilmente se podrá realizar el cálculo de la potencia media en el tiempo de modo que la ecuación quedaría definida de la siguiente forma:

Ecuación 19-1: Potencia Media en términos integrales.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt$$

Si se desea calcular la potencia media de la Figura 21-1 en términos de sumatoria la ecuación está definida como:

Ecuación 20-1: Potencia Media en términos de sumatoria.

$$P_o = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (V_i * I_i)$$

1.5 Controladores PID

Los controladores del tipo PID son con mucha diferencia los más frecuentemente utilizados en la industria de control de procesos, donde más del 95 % de los lazos de control utilizan controladores PID. Su sencillez, versatilidad y capacidad para resolver los problemas básicos que se presentan en los procesos con dinámica favorable y requisitos de funcionamiento modestos hacen de ellos una herramienta imprescindible en el control de procesos. A lo largo de las últimas décadas los controladores PID han sobrevivido a diferentes cambios tecnológicos que van desde los primeros controladores desarrollados a partir de elementos neumáticos hasta los desarrollados con microprocesadores pasando por las válvulas electrónicas, los dispositivos analógicos, los transistores y los circuitos integrados. La incorporación de los microprocesadores ha tenido un impacto muy grande ya que ha permitido que los controladores PID se enriquezcan en funciones colaterales sin perder ninguna de sus propiedades, así se les han añadido posibilidades de ajuste automático de los parámetros, posibilidades de ejecución de reglas lógicas o automatismos secuenciales. Por todo ello, y aunque existen técnicas de control más sofisticadas, en el nivel más bajo de control de muchos procesos sigue estando presente o incluso es el mayoritario. (L. Moreno, S. Garrido and Salichs, 2015)

1.5.1 Métodos analíticos de diseño de controladores PID

Estos métodos buscan determinar de forma analítica los valores más adecuados de los parámetros de un controlador PID de forma que se cumplan unas especificaciones determinadas. Veremos dos técnicas analíticas para realizar el cálculo de estos parámetros: la primera de estas técnicas (asignación de polos) es aplicable a sistemas de segundo orden, y la segunda (diseño basado en los polos dominantes) es aplicable a sistemas complejos. Ambas técnicas requieren un conocimiento previo de la función de transferencia del proceso que se desea controlar. (L. Moreno, S. Garrido and Salichs, 2015)

1.5.1.1 Método de asignación de polos

La técnica de asignación de polos trata de encontrar los parámetros de un controlador tal que la función de transferencia en cadena cerrada tenga unos polos predeterminados. Los polos en bucle cerrado se determinan de forma que se obtengan unas ciertas especificaciones en la respuesta del sistema. En términos generales un regulador de tipo P al tener un único parámetro sólo nos permitiría asignar un polo, un regulador PI o uno PD que tienen dos parámetros nos permitirán asignar dos polos y un regulador PID que tiene tres parámetros nos permitiría asignar tres polos.

La utilización de uno u otro tipo de regulador dependerá de la función de transferencia del sistema. (L. Moreno, S. Garrido and Salichs, 2015)

Se supone en primer lugar un proceso cuya función de transferencia es de primer orden, con la siguiente parametrización:

Ecuación 21-1: Función de transferencia de un Sistema de Primer Orden.

$$G_p(s) = \frac{K_p}{1 + sT}$$

Y supongamos que queremos controlar el sistema por medio de un controlador de tipo PI, que responde a la siguiente expresión:

Ecuación 22-1: Función de transferencia de un controlador PI.

$$G_c(s) = K \left(1 + \frac{1}{1 + sT_i} \right)$$

El sistema en bucle cerrado tiene la siguiente función de transferencia:

Ecuación 23-1: Función de transferencia en bucle cerrado.

$$G(s) = \frac{G_p(s)G_c(s)}{1 + G_p(s)G_c(s)}$$

La ecuación característica del sistema en bucle cerrado definido por la ecuación:

Ecuación 24-1: Ecuación característica.

$$1 + G_p(s)G_c(s)$$

Y sustituyendo en la Ecuación 24-1 por Ecuación 21-1 y la Ecuación 22-1 se obtiene que:

$$1 + K \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{K_p}{(1 + sT)} = 0$$

Ecuación 25-1: Ecuación característica modificada.

$$s^2 + s \left(\frac{1 + K_p K}{T} \right) + \frac{K_p K}{T T_i} = 0$$

Se supone que se desea que la respuesta del sistema en bucle cerrado sea la de un sistema de segundo orden con una tasa de amortiguamiento ξ y con una frecuencia ω_n . Es decir, se desea situar los polos en cadena cerrada del sistema en las posiciones $p_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$. Por lo que la ecuación característica en bucle cerrado tendrá la expresión:

Ecuación 26-1: Ecuación característica sistema de segundo orden.

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0$$

Igualando la Ecuación 25-1 y la Ecuación 26-1 se tiene que:

Ecuación 27-1

$$2\xi\omega_n = \frac{1 + K_p K}{T}$$

Ecuación 28-1

$$\omega_n^2 = \frac{K_p K}{T T_i}$$

Y despejando se tiene:

Ecuación 29-1

$$K = \frac{2\xi\omega_n T - 1}{K_p}$$

Ecuación 30-1

$$T_i = \frac{2\xi\omega_n T - 1}{\omega_n^2 T}$$

Esta técnica requiere introducir un controlador en el que tengamos dos posibles parámetros de ajuste, un controlador PI, cuando el sistema en cadena abierta sea de primer orden ya que es necesario fijar arbitrariamente las posiciones de dos polos en cadena cerrada. De forma análoga, cuando el sistema es de segundo orden será conveniente por lo general utilizar un controlador PID que tiene tres grados de libertad para poder fijar arbitrariamente los tres polos que tendrá el sistema en bucle cerrado. (L. Moreno, S. Garrido and Salichs, 2015)

Sea la función de transferencia del sistema de segundo orden de la forma:

Ecuación 31-1

$$G_p(s) = \frac{K_p}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)}$$

Y supongamos que queremos controlar el sistema por medio de un controlador de tipo PID, que responde a la siguiente expresión:

Ecuación 32-1: Función de transferencia Controlador PID.

$$G_c(s) = K \frac{(1 + sT_i + s^2 T_i T_d)}{sT_i}$$

Con lo que la ecuación característica del sistema en bucle cerrado.

$$1 + G_p(s)G_c(s) = 0$$

Ecuación 33-1

$$s^3 + s^2 \left(\frac{1}{T_i} + \frac{1}{T_2} + \frac{K_p K T_d}{T_1 T_2} \right) + s \left(\frac{1}{T_1 T_2} + \frac{K_p K}{T_1 T_2} \right) + \frac{K_p K}{T_1 T_2} = 0$$

Si deseamos que el sistema tenga en bucle cerrado la siguiente ecuación característica:

Ecuación 34-1

$$(s + \alpha)(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2) = 0$$

Igualando los coeficientes de los polinomios de la Ecuación 33-1 y la Ecuación 34-1 se tiene las siguientes expresiones:

Ecuación 35-1

$$\omega_n^2 \alpha = \frac{K_p K}{T_1 T_2}$$

Ecuación 36-1

$$\omega_n^2 + 2\xi\omega_n \alpha = \left(\frac{1}{T_1 T_2} + \frac{K_p K}{T_1 T_2} \right)$$

Ecuación 37-1

$$2\xi\omega_n + \alpha = \left(\frac{1}{T_i} + \frac{1}{T_2} + \frac{K_p K T_d}{T_1 T_2} \right)$$

Y resolviendo este sistema de ecuaciones se obtiene:

Ecuación 38-1: Expresión de la Constante Proporcional del controlador.

$$K = \frac{T_1 T_2 (2\xi\omega_n + \alpha) + 1}{K_p}$$

Ecuación 39-1: Expresión del Tiempo Integral del controlador.

$$T_i = \frac{K_p K}{T_1 T_2 \omega_n^2 \alpha}$$

Ecuación 40-1: Expresión del Tiempo Derivativo del controlador.

$$T_d = \frac{T_1 T_2 \omega_n^3 \alpha (\omega_n + 2\xi\alpha)}{T_1 T_2 (2\xi\omega_n + \alpha) - 1 + T_1 \omega_n^2 \alpha (\omega_n^2 \alpha + 1)}$$

1.5.2 Reglas de Ziegler-Nichols para la sintonía de controladores

La Figura 22-1 muestra un control PID de una planta. Si se puede obtener un modelo matemático de la planta, es posible aplicar diversas técnicas de diseño con el fin de determinar los parámetros del controlador que cumpla las especificaciones del transitorio y del estado estacionario del

sistema en lazo cerrado. Sin embargo, si la planta es tan complicada que no es fácil obtener su modelo matemático, tampoco es posible un método analítico para el diseño de un controlador PID. En este caso, se debe recurrir a procedimientos experimentales para la sintonía de los controladores PID. (Ogata, 2010)

El proceso de seleccionar los parámetros del controlador que cumplan con las especificaciones de comportamiento dadas se conoce como sintonía del controlador. Ziegler y Nichols sugirieron reglas para sintonizar los controladores PID (esto significa dar valores a K_p , T_i y T_d) basándose en las respuestas escalón experimentales o en el valor de K_p que produce estabilidad marginal cuando sólo se usa la acción de control proporcional. Las reglas de Ziegler-Nichols, que se presentan a continuación, son muy convenientes cuando no se conocen los modelos matemáticos de las plantas. (Por supuesto, estas reglas se pueden aplicar al diseño de sistemas con modelos matemáticos conocidos.) Tales reglas sugieren un conjunto de valores de K_p , T_i y T_d que darán una operación estable del sistema. No obstante, el sistema resultante puede presentar una gran sobreelongación en su respuesta escalón de forma que resulte no aceptable. En tales casos se necesitará una serie de ajustes finos hasta que se obtenga el resultado deseado. De hecho, las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols dan una estimación razonable de los parámetros del controlador y proporcionan un punto de partida para una sintonía fina, en lugar de dar los parámetros K_p , T_i y T_d en un único intento. (Ogata, 2010)

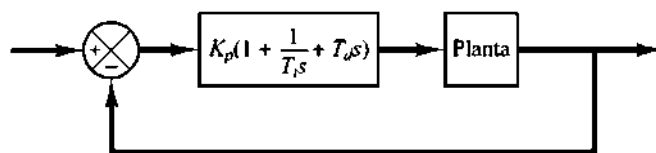


Figura 22-1: Control PID de una planta.

Fuente: (Ogata, 2010)

1.5.2.1 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID.

Ziegler y Nichols propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , basándose en las características de respuesta transitoria de una planta dada. Tal determinación de los parámetros de los controladores PID o sintonía de controladores PID la pueden realizar los ingenieros mediante experimentos sobre la planta. (Después de la propuesta inicial de Ziegler-Nichols han aparecido numerosas reglas de sintonía de controladores PID. Estas reglas están disponibles tanto en publicaciones técnicas como de los fabricantes de estos controladores). (Ogata, 2010)

Hay dos métodos denominados reglas de sintonía de Ziegler-Nichols: el primero y el segundo método. A continuación se hace una breve presentación de estos dos métodos.

1.5.2.1.1 Primer método.

En el primer método, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental, tal como se muestra en la Figura 23-1. Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, como se observa en la Figura 24-1. Este método se puede aplicar si la respuesta muestra una curva con forma de S. Tales curvas de respuesta escalón se pueden generar experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta. La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y con la línea $c(t) = K$, tal como se muestra en la Figura 24-1. (Ogata, 2010)

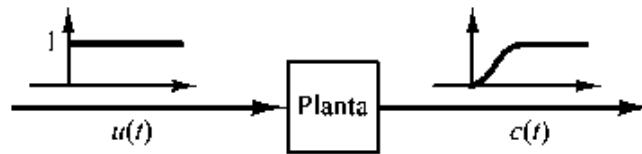


Figura 23-1: Respuesta a un escalón unitario de una planta.

Fuente: (Ogata, 2010)

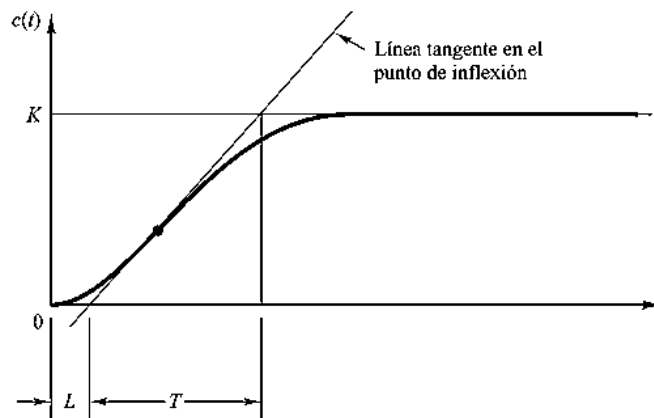


Figura 24-1: Curva de Respuesta en Forma de S.

Fuente: (Ogata, 2010)

Tabla 1-1: Regla de sintonía de Ziegler-Nichols basada en la respuesta escalón de la planta (primer método).

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

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (Ogata, 2010)

En este caso, la función de transferencia $\frac{C(s)}{U(s)}$ se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo del modo siguiente:

Ecuación 41-1: Función de transferencia Sistema de Primer Orden con Retardo.

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

Ziegler and Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que se muestra en la Tabla 1-1.

Obsérvese que el controlador PID sintonizado mediante el primer método de las reglas de Ziegler-Nichols produce:

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

$$G_c(s) = 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls \right)$$

Ecuación 42-1: Función de Transferencia del controlador PID por el primer método.

$$G_c(s) = 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L}\right)^2}{s}$$

Por tanto, el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -\frac{1}{L}$.

1.5.2.1.2 Segundo método.

En el segundo método, primero se fija $T_i = \infty$ y $T_d = 0$. Usando sólo la acción de control proporcional (véase la Figura 25-1), se incrementa K_p desde 0 hasta un valor crítico K_{cr} , en donde

$$G_c(s) = 0.6K_{cr}\left(1 + \frac{1}{0.5P_{cr}s} + 0.125P_{cr}s\right)$$

Ecuación 43-1: Función de transferencia del controlador PID mediante el segundo método.

$$G_c(s) = 0.075K_{cr}P_{cr} \frac{\left(s + \frac{4}{P_{cr}}\right)^2}{s}$$

Por tanto, el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -\frac{4}{P_{cr}}$.

Conviene darse cuenta de que, si el sistema tiene un modelo matemático conocido (como la función de transferencia), entonces se puede emplear el método del lugar de las raíces para encontrar la ganancia crítica K_{cr} y las frecuencias de las oscilaciones sostenidas ω_{cr} , donde $\frac{2\pi}{\omega_{cr}} = P_{cr}$. Estos valores se pueden determinar a partir de los puntos de cruce de las ramas del lugar de las raíces con el eje $j\omega$. (Obviamente, si las ramas del lugar de las raíces no cortan al eje $j\omega$ este método no se puede aplicar). (Ogata, 2010)

Comentarios. Las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols (y otras reglas de sintonía que se presentan en la literatura) se han usado ampliamente para sintonizar controladores PID en sistemas de control de procesos en los que no se conoce con precisión la dinámica de la planta.

Durante muchos años tales reglas de sintonía han demostrado ser muy útiles. Por supuesto, las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols se pueden aplicar a plantas cuya dinámica se conoce. (En estos casos, hay disponibles muchos métodos analíticos y gráficos para el diseño de controladores PID, además de las reglas de sintonía de Ziegler-Nichols). (Ogata, 2010)

1.5.3 *Diseño de controladores discretos*

A la hora de diseñar un controlador en tiempo discreto es frecuente partir de un controlador continuo obtenido mediante los métodos clásicos y discretizar este último, en lugar de realizar el diseño directamente en tiempo discreto. El resultado de esta discretización es implementado después en forma de programa en un computador. (Rodríguez Ramírez and Bordóns Alba, 2007)

El caso más común (y el tratado aquí) es el de los controladores PID, cuya expresión en tiempo continuo es:

Ecuación 44-1: Controlador PID en tiempo continuo.

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt})$$

Donde $u(t)$ es la entrada que se aplica en el instante t y $e(t) = y(t) - ref(t)$, es decir la diferencia entre la salida y la referencia a seguir en t . Es importante destacar que el resultado que

se obtiene al aplicar la discretización es una aproximación del controlador original. Para obtener dicha aproximación se pueden usar diferentes alternativas. (Rodríguez Ramírez and Bordóns Alba, 2007)

1.5.3.1 Aproximación rectangular hacia delante

En este caso la derivada se aproxima por:

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{e_k - e_{k-1}}{T}$$

Donde T es el tiempo de muestreo. Además la integral se aproxima por:

$$\int_0^t e(\tau) d\tau = \sum_{i=0}^{k-1} e(i)T = \sum_{i=0}^{k-1} T e_i$$

Esta aproximación se ilustra en la Figura 27-1, en la que la suma del área de los rectángulos sombreados sería la aproximación de la integral.

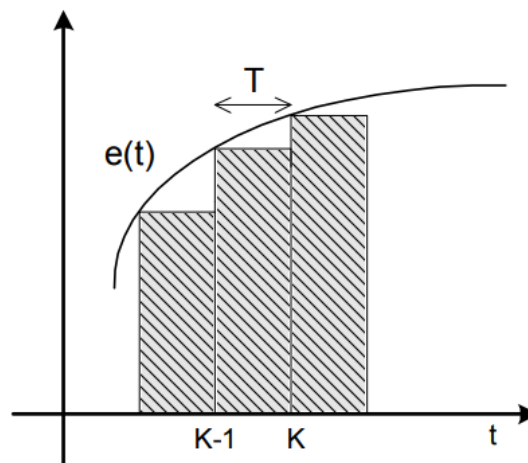


Figura 27-1: Aproximación rectangular hacia delante de la integral.

Fuente: (Rodríguez Ramírez and Bordóns Alba, 2007)

Sustituyendo estas expresiones en la ley de control PID queda:

$$u_k = K_p(e_k + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e_i + \frac{T_d}{T}(e_k - e_{k-1}))$$

Nótese que esta expresión puede ser retrasada en el tiempo de manera que:

$$u_{k-1} = K_p(e_{k-1} + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-3} e_i + \frac{T_d}{T} (e_{k-1} - e_{k-2}))$$

Restando ambas expresiones se llega a que:

$$u_k - u_{k-1} = K_p(e_k - e_{k-1} + \frac{T}{T_i} e_{k-1} + \frac{T_d}{T} (e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}))$$

Que a su vez se puede poner como:

$$u_k - u_{k-1} = q_0 e_k + q_1 e_{k-1} + q_2 e_{k-2}$$

Con:

$$q_0 = K_p(1 + \frac{T_d}{T})$$

$$q_1 = K_p(-1 - 2\frac{T_d}{T} + \frac{T}{T_i})$$

$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

1.5.3.2 Aproximación rectangular hacia atrás

En este caso la integral se aproxima por la integral se aproxima por:

$$\int_0^t e(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^k T e(i) = \sum_{i=1}^k T e_i$$

Esta aproximación se ilustra en la Figura 28-1. Nuevamente la aproximación sería la suma de las áreas de los rectángulos sombreados.

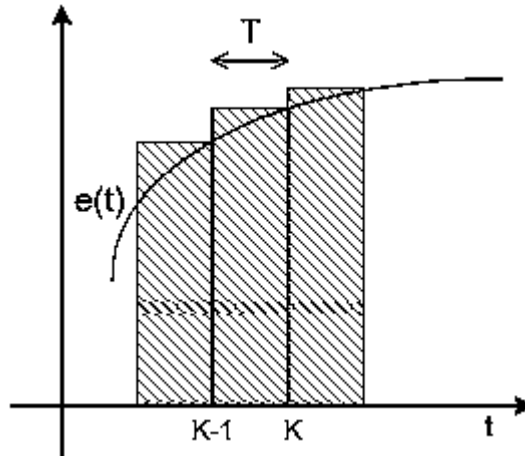


Figura 28-1: Aproximación rectangular hacia atrás de la integral.

Fuente: (Rodríguez Ramírez and Bordóns Alba, 2007)

El desarrollo es similar y se llega a que:

$$u_k = K_p \left(e_k + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e_i + \frac{T_d}{T} (e_k - e_{k-1}) \right)$$

Y de ahí a:

$$u_k - u_{k-1} = q_0 e_k + q_1 e_{k-1} + q_2 e_{k-2}$$

Con:

$$q_0 = K_p \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_1 = K_p \left(-1 - 2 \frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

1.5.3.3 Aproximación bilineal (trapezoidal o Tustin)

En el caso la aproximación bilineal la integral se aproxima por:

Ecuación 45-1: Aproximación bilineal del error.

$$\int_0^t e(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^k T \frac{e_i + e_{i-1}}{2}$$

Esta aproximación es la más cercana al valor real de la integral, como se ilustran en la Figura 29-1.

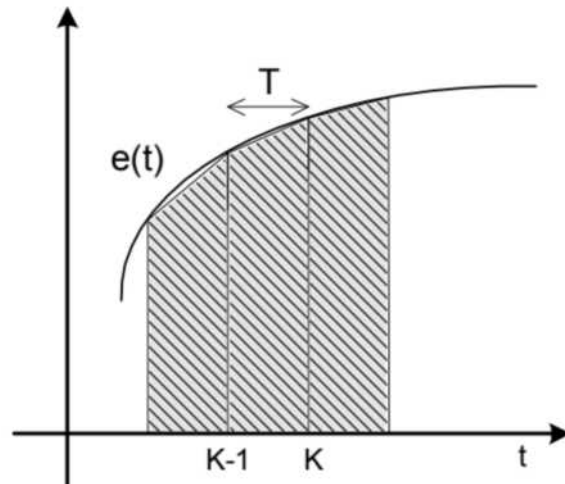


Figura 29-1: Aproximación bilineal de la integral.

Fuente: (Rodríguez Ramírez and Bordóns Alba, 2007)

Como en los casos anteriores se llega a un resultado igual en forma, pero variando el valor de los coeficientes:

$$q_0 = K_p \left(1 + \frac{T}{2T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_1 = K_p \left(\frac{T}{2T_i} - 1 - 2\frac{T_d}{T} \right)$$

$$q_2 = K_p \frac{T_d}{T}$$

1.6 Sistemas en tiempo real o embebido

A medida que los computadores son más pequeños, rápidos, fiables y baratos, su rango de aplicaciones se amplía. Construidos inicialmente para resolver ecuaciones, su influencia se ha extendido a todos los órdenes de la vida, desde lavadoras a control de tráfico aéreo. Una de las áreas de expansión más rápida de la explotación de computadores es aquella que implica aplicaciones cuya función principal no es la de procesar información, pero que precisa dicho proceso de información con el fin de realizar su función principal. En este caso, la función principal es la de lavar ropa: sin embargo, dependiendo del tipo de ropa que va a ser lavada. Se deben ejecutar programas de lavado diferentes. Este tipo de aplicaciones de computador se conocen genéricamente como de tiempo real o embebido. Se ha estimado que el 99 por ciento de la producción mundial de microprocesadores se utiliza en sistemas embebidos. Estos sistemas plantean requisitos particulares para los lenguajes de programación necesarios para programarlos,

ya que tienen características diferentes de las de los sistemas de procesamiento de información tradicionales. (Burns and Wellings, 2003)

Cualquier sistema en el que el tiempo en el que se produce la salida es significativo. Esto generalmente es porque la entrada corresponde a algún movimiento en el mundo físico, y la salida está relacionada con dicho movimiento. El intervalo entre el tiempo de entrada y el de salida debe ser lo pequeño para una temporalidad aceptable. (Butterfield and Ngondi, 2016)

1.6.1 *Microcontroladores*

Es un circuito integrado programable que contiene todos los componentes de un computador. Se emplea para controlar el funcionamiento de una tarea determinada y, debido a su reducido tamaño, suele ir incorporado en el propio dispositivo al que gobierna. Esta última característica es la que le confiere la denominación de «controlador incrustado» (embedded controller). El microcontrolador es un computador dedicado. En su memoria sólo reside un programa destinado a gobernar una aplicación determinada; sus líneas de entrada/salida soportan el conexionado de los sensores y actuadores del dispositivo a controlar, y todos los recursos complementarios disponibles tienen como única finalidad atender sus requerimientos. Una vez programado y configurado el microcontrolador solamente sirve para gobernar la tarea asignada. (Ángulo and Ángulo, 2003)

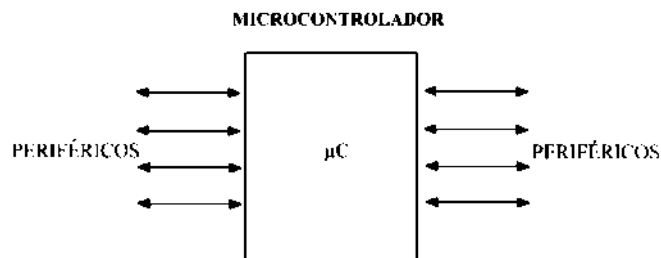


Figura 30-1: Microcontrolador.

Fuente: (Ángulo and Ángulo, 2003)

1.6.1.1 *Arquitectura interna*

Según (Ángulo and Ángulo, 2003) un microcontrolador posee todos los componentes de un computador, pero con unas características fijas que no pueden alterarse. Las partes principales de un microcontrolador son:

1.6.1.1.1 Procesador

La necesidad de conseguir elevados rendimientos en el procesamiento de las instrucciones ha desembocado en el empleo generalizado de procesadores de arquitectura Harvard frente a los tradicionales que seguían la arquitectura de Von Neumann. Esta última se caracterizaba porque la UPC (Unidad de Proceso Central) se conectaba con una memoria única, donde coexistían datos e instrucciones, a través de un sistema de buses (véase la Figura 31-1). (Ángulo and Ángulo, 2003)

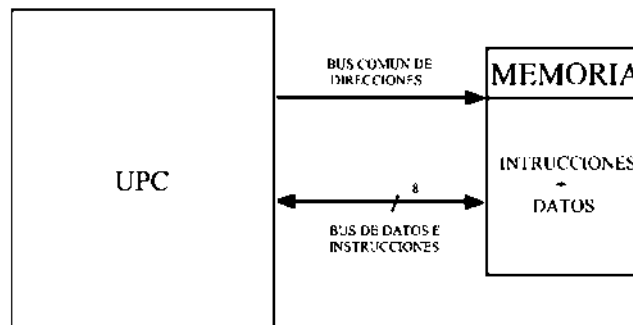


Figura 31-1: Arquitectura Von Neumann.

Fuente: (Ángulo and Ángulo, 2003)

En la arquitectura Harvard son independientes la memoria de instrucciones y la memoria de datos y cada una dispone de su propio sistema de buses para el acceso. Esta dualidad, además de propiciar el paralelismo, permite la adecuación del tamaño de las palabras y los buses a los requerimientos específicos de las instrucciones y de los datos. También la capacidad de cada memoria es diferente (véase Figura 32-1).

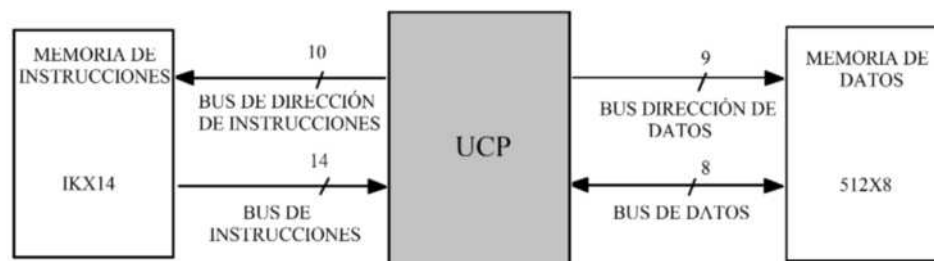


Figura 32-1: Arquitectura Harvard.

Fuente: (Ángulo and Ángulo, 2003)

En la Figura 32-1 la memoria de instrucciones tiene 1K posiciones de 14 bits cada una, mientras que la de datos sólo dispone de 512 posiciones de un byte.

El procesador de los modernos microcontroladores responde a la arquitectura RISC (Computadores de Juego de Instrucciones Reducido), que se identifica por poseer un repertorio de instrucciones máquina pequeño y simple, de forma que la mayor parte de las instrucciones se ejecuta en un ciclo de instrucción.(Ángulo and Ángulo, 2003)

1.6.1.1.2 Memoria no volátil para contener el programa

Según (Ángulo and Ángulo, 2003) el microcontrolador está diseñado para que en su memoria de programa se almacenen todas las instrucciones del programa de control. No hay posibilidad de utilizar memorias externas de ampliación. Como el programa a ejecutar siempre es el mismo, debe estar grabado de forma permanente. Los tipos de memoria adecuados para soportar esta función admiten cinco versiones diferentes:

- a) **ROM con máscara:** En este tipo de memoria el programa se graba en el chip durante el proceso de su fabricación mediante el uso de «máscaras». Los altos costes de diseño e instrumental sólo aconsejan usar este tipo de memoria cuando se precisan series muy grandes.
- b) **EPROM:** La grabación de esta memoria se realiza mediante un dispositivo físico gobernado desde un computador personal, que recibe el nombre de grabador. En la superficie de la cápsula del microcontrolador existe una ventana de cristal por la que se puede someter al chip de la memoria a rayos ultravioletas para producir su borrado y emplearla nuevamente. Es interesante la memoria EPROM en la fase de diseño y depuración de los programas, pero su coste unitario es elevado.
- c) **OTP (Programable una vez):** Este modelo de memoria sólo se puede grabar una vez por parte del usuario, utilizando el mismo procedimiento que con la memoria EPROM. Posteriormente no se puede borrar. Su bajo precio y la sencillez de la grabación aconsejan este tipo de memoria para prototipos finales y series de producción cortas.
- d) **EEPROM:** La grabación es similar a las memorias OTP y EPROM, pero el borrado es mucho más sencillo al poderse efectuar de la misma forma que el grabado, o sea, eléctricamente. Sobre el mismo zócalo del grabador puede ser programada y borrada tantas veces como se quiera, lo cual la hace ideal en la enseñanza y en la creación de nuevos proyectos. El fabuloso PIC16C84 dispone de 1 K palabras de memoria EEPROM para contener instrucciones y también tiene algunos bytes de memoria de datos de este tipo para evitar que cuando se retira la alimentación se pierda información. Aunque se garantiza 1.000.000 de ciclos de escritura/borrado en una EEPROM, todavía su tecnología de fabricación tiene obstáculos para alcanzar capacidades importantes y el

tiempo de escritura de las mismas es relativamente grande y con elevado consumo de energía.

- e) **FLASH:** Se trata de una memoria no volátil, de bajo consumo, que se puede escribir y borrar en circuito al igual que las EEPROM, pero suelen disponer de mayor capacidad que estas últimas. El borrado sólo es posible con bloques completos y no se puede realizar sobre posiciones concretas. En las FLASH se garantizan 1.000 ciclos de escritura-borrado. Son muy recomendables en aplicaciones en las que sea necesario modificar el programa a lo largo de la vida del producto, como consecuencia del desgaste o cambios de piezas, como sucede con los vehículos. Por sus mejores prestaciones está sustituyendo a la memoria EEPROM para contener instrucciones. De esta forma Microchip comercializa dos microcontroladores prácticamente iguales, que sólo se diferencian en que la memoria de programa de uno de ellos es tipo EEPROM y la del otro tipo Flash. Se trata del PIC 16C84 y el PIC 16F84, respectivamente. En la actualidad Microchip tiene abierta una línea de PIC con memoria Flash cada vez más extensa y utilizada.

1.6.1.1.3 Memoria de lectura y escritura para guardar los datos

Los datos que manejan los programas varían continuamente, y esto exige que la memoria que les contiene debe ser de lectura y escritura, por lo que la memoria RAM estática (SRAM) es la más adecuada, aunque sea volátil. Hay microcontroladores que también disponen como memoria de datos una de lectura y escritura no volátil, del tipo EEPROM. De esta forma, un corte en el suministro de la alimentación no ocasiona la pérdida de la información, que está disponible al reiniciarse el programa. (Ángulo and Ángulo, 2003)

1.6.1.1.4 Líneas de EIS para los controladores de periféricos:

A excepción de dos patitas destinadas a recibir la alimentación, otras dos para el cristal de cuarzo, que regula la frecuencia de trabajo, y una más para provocar el Reset, las restantes patitas de un microcontrolador sirven para soportar su comunicación con los periféricos externos que controla. Las líneas de E/S que se adaptan con los periféricos manejan información en paralelo y se agrupan en conjuntos de ocho, que reciben el nombre de Puertas. Hay modelos con líneas que soportan la comunicación en serie; otros disponen de conjuntos de líneas que implementan puertas de comunicación para diversos protocolos. (Ángulo and Ángulo, 2003)

1.6.1.1.5 Recursos auxiliares:

Según (Ángulo and Ángulo, 2003) las aplicaciones a las que orienta el fabricante cada modelo de microcontrolador, incorpora una diversidad de complementos que refuerzan la potencia y la flexibilidad del dispositivo. Entre los recursos más comunes se citan a los siguientes:

- a) **Circuito de reloj:** encargado de generar los impulsos que sincronizan el funcionamiento de todo el sistema.
- b) **Temporizadores:** orientados a controlar tiempos.
- c) **Perro Guardián:** destinado a provocar una reinicialización cuando el programa queda bloqueado.
- d) **Conversores AD y DA:** para poder recibir y enviar señales analógicas.
- e) **Comparadores analógicos:** para verificar el valor de una señal analógica.
- f) **Sistema de protección ante fallos de la alimentación.**
- g) **Estado de Reposo:** en el que el sistema queda «congelado» y el consumo de energía se reduce al mínimo.

CAPITULO II

2 MARCO METODOLÓGICO

2.1 Introducción

Para la implementación del módulo de entrenamiento basado en convertidores estáticos del tipo DC-DC con regulación en lazo cerrado, se ha visto necesario definir una configuración adecuada, ya sea en el caso de reducir o elevar el nivel de tensión.

Esta sección describe las etapas que componen el convertidor de potencia de DC-DC sea esta en configuración reductora o elevadora con sus respectivos parámetros de diseño, de este modo las etapas son las siguientes:

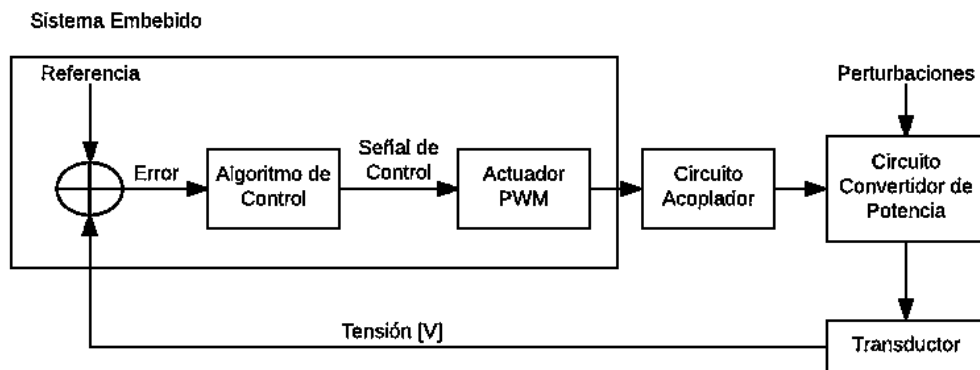


Figura 1-2: Diagrama de bloques General para el módulo experimental de control para un convertidor de energía.

Fuente: (Gómez, 2013)

2.2 Etapa de Potencia

Formada por los elementos de conmutación para el caso un MOSFET y un diodo, elementos pasivos como el inductor, el capacitor y la resistencia de carga, los cuales al estar ubicados en una determinada configuración cumplen la función de elevar o reducir en voltaje de corriente directa.

2.2.1 Convertidor Reductor

El convertidor reductor permite reducir el voltaje de entrada V_s , a un voltaje de menor magnitud V_o , manteniendo la polaridad. Este procedimiento se logra a través de la conmutación de un interruptor que para el caso es un MOSFET, que mediante una señal PWM, donde la idea es controlar el ciclo de trabajo D , produce el efecto de obtener diferentes magnitudes menores en la salida.

Para el diseño presentado, es indispensable obtener los valores de la inductancia L , la capacitancia C , las características principales para elegir el diodo D , parámetros del interruptor de conmutación, de la misma forma el diseño del sensor de retroalimentación.

2.2.1.1 Especificaciones del convertidor

Tabla 1-2: Especificaciones del convertidor Reductor.

Parámetro	Valor
P_o	5W
V_s	24V
V_o	12V
f_s	40KHz
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	0,5%

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Las especificaciones propuestas determinan que el voltaje de entrada $V_s = 24V$, el voltaje de salida $V_o = 12V$, una frecuencia de conmutación fija de $f_s = 40KHz$ y una potencia de salida $P_o = 5W$ con un rizo en el voltaje en la salida $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 1\%$.

El ciclo útil de trabajo se obtiene mediante la Ecuación 4-1:

$$D = \frac{V_s}{V_o} = \frac{24V}{12V} = 0,5$$

A partir de la P_o y el V_o se puede obtener la corriente de salida I_o como:

$$I_o = \frac{P_s}{V_o} = \frac{5W}{12V} = 416,67mA$$

Luego se puede calcular la R_L , a partir de la I_o y el V_o de la siguiente manera:

$$R_L = \frac{V_o}{I_o} = \frac{12V}{416.67mA} = 28,8\Omega$$

2.2.1.2 Inductor

2.2.1.2.1 Dimensionamiento y selección

Partiendo del hecho que la resistencia de carga varía entre $100\ \Omega$ y $28,8\ \Omega$ se procede al cálculo de la L_{min} para garantizar la operación en modo de conducción continua definida por la Ecuación 6-1:

$$L_{min1} = \frac{R_1(1 - D)}{2f} = \frac{100(1 - 0,5)}{2(40KHz)} = 625\mu H$$

$$L_{min2} = \frac{R_2(1 - D)}{2f} = \frac{28,8(1 - 0,5)}{2(40KHz)} = 180\mu H$$

Entonces la L_{min} está comprendida en el siguiente rango $180\mu H < L_{min} < 625\mu H$ por lo que se procede a tomar el valor de inductancia mayor por lo que se tiene que $L_{min} = 625\mu H$, a partir de este último valor, se recomienda escoger un valor 1,25 veces mayor al valor mínimo de manera que se garantice la operación del convertidor de potencia en modo de conducción continua.

$$L = L_{min} * 1,25 = 625\mu H * 1,25 = 781,25\mu H$$

2.2.1.2.2 Fabricación del inductor

El inductor tiene como propósito el almacenamiento temporal de energía en forma de corriente para lograr la transferencia desde la entrada a la salida. Se toma como prioridad reducir el rizado de corriente para evitar efectos de ruido audible, pérdidas de potencia por calentamiento en los conductores, ruido electromagnético que de cierta manera pueden afectar el funcionamiento de la etapa de control.

Se sabe que aumentando la frecuencia de conmutación se lograría una disminución en el tamaño del inductor, pero hay que ser conscientes de que aumentarían las pérdidas por conmutación, entonces la idea de usar una $f_s = 40KHz$ es no tener que utilizar una inductancia muy grande a costa de aumentar mucho las pérdidas. Para la frecuencia indicada generalmente se manejan núcleos toroidales a las clásicas bobinas con núcleos de aire.

Entre sus características más relevantes tenemos:

Los núcleos toroidales, debido a su forma, no tienen campo magnético disperso y por tanto no es necesario encerrarlos en un blindaje metálico.

El Q (factor de calidad) de un bobinado sobre un toroide es mayor que sobre una bobina convencional. Los valores altos son fáciles de alcanzar, siempre que se utilice el núcleo adecuado. Esto es muy conveniente para la construcción de determinados circuitos, como por ejemplo, filtros pasabanda donde el factor de calidad de las bobinas empleadas influye grandemente en su respuesta de frecuencia.

El valor de la inductancia depende fielmente del material empleado en el núcleo y del número de espiras, por lo que es muy fácil calcular el valor de la inductancia.

Con los núcleos toroidales se consiguen inductancias muy compactas y de reducido tamaño.

Los núcleos toroidales son muy útiles desde algunos cientos de Hz hasta muy arriba en el espectro de UHF. (Sánchez, 1999a)

En muchos de los casos la mayoría información presente sobre núcleos toroidales es un tanto confusa, a continuación se presentan tres tablas que muestran los datos más relevantes ordenados para una mejor interpretación.

Tabla 2-2: Tipo de toroide y sus dimensiones.

Tipo	Diámetro Exterior	Diámetro Interior	Altura
	mm	mm	mm
T-44	11,2	5,8	4,0
T-50	12,7	7,6	4,8
T-60	15,2	8,4	4,8

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (Sánchez, 1999b)

La Tabla 2-2 muestra los principales tipos de núcleos toroidales, con sus respectivas medidas en milímetros (mm), tenemos el diámetro exterior, diámetro interior y la altura, se debe tener en cuenta que los valores presentados en muchos de los casos pueden diferir un poco de los valores reales, también se debe apuntar que en el mercado existen núcleos cuyas medidas no se detallan.

Tabla 3-2: Material del núcleo, número y Frecuencias.

Colores	Número	Frecuencias
Amarillo-Blanco	26	Hasta 100KHz
Gris	3	50KHz-1MHz
Rojo-Blanco	15	0,1-3MHz

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (Sánchez, 1999b)

En la Tabla 3-2 se muestra el tipo de material del núcleo del toroide, que está definido por uno o dos colores, un número que viene normalizado por el material, además presenta el margen de frecuencias dentro del cual preferentemente puede ser utilizado ya sea uno u otro núcleo toroidal.

Un dato muy importante a tener en cuenta es el coeficiente A_L , es claro ver que este coeficiente variará con el tamaño del núcleo y el tipo de material empleado.

Tabla 4-2: Inductancia al bobinar 100 espiras.

Coeficiente A_L (m)			
	26	3	15
T-44	360	180	160
T-50	320	175	135
T-60	-	-	-

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (Sánchez, 1999b)

En la Tabla 4-2, se muestran los distintos índices A_L para los tipos de núcleo, se puede ver que no hay algunos valores presentes esto debido al hecho de que no se pueden bobinar 100 espiras en núcleos pequeños.

El núcleo que se va a emplear para construir este inductor es el **T50-26** que se muestra a continuación:



Figura 2-2: Núcleo Toroidal T50-26.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

Basado en la Figura 2-2 y la Tabla 2-2, las dimensiones son bastante aproximadas a las medidas reales en el elemento físico siendo las siguientes:

$$OD = \text{Diámetro exterior} = 12,7\text{mm}$$

$$ID = \text{Diámetro interior} = 7,7\text{mm}$$

$$Ht = \text{Altura} = 4,83\text{mm}$$

Con ayuda de la Tabla 4-2 se tiene que el índice A_L , para este núcleo es 320mH , de esta manera basada en la siguiente ecuación se tiene que:

Ecuación 1-2: Número Aproximado de Espiras para un núcleo Toroidal.

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Donde:

N: Numero de espiras.

L: Valor de la inductancia en mH.

A_L : Coeficiente por tipo de núcleo.

Así se tiene que el número de espiras necesarias basado en la Ecuación 1-2 para obtener el valor requerido en el convertidor reductor de inductancia $L = 781,25\mu H$ es de:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}} 100 = \sqrt{\frac{0,78125}{320m}} = 156,25$$

De aquí se tiene el número de vueltas necesarias un total de 156 espiras, con un conductor esmaltado AWG-21 que tiene una capacidad de 1,2A.

2.2.1.3 Dimensionamiento y selección del capacitor

Al considerar el convertidor reductor tenemos que el voltaje de rizo está definido por la Ecuación 7-1:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2}$$

Despejando el valor del C , y tratando de que este sea un valor comercial se procede:

$$C = \frac{1 - D}{8 \frac{\Delta V_o}{V_o} L f^2} = \frac{1 - 0,5}{8(781,25\mu H)(0.005)(40KHz)^2} = 10\mu F$$

La configuración del circuito reductor nos muestra el voltaje máximo que debe soportar el capacitor, también es muy importante tener un criterio de elección en cuanto al rizado del voltaje de salida V_o . Entonces el nivel de voltaje soportado por el capacitor obedece a:

$$V_C \geq V_o$$

Por lo que es conveniente tener un valor de capacitancia elevado de esta manera el filtrado será mejor y además se protegería de alguna manera al MOSFET contra los sobre picos de voltaje razones por las cuales se optó por elegir un capacitor electrolítico de $470\mu F$ a $50V$, que cumple con las especificaciones antes previstas.

2.2.1.4 Dimensionamiento y selección del diodo

La elección de un semiconductor en este caso del diodo viene limitada por sus límites de temperatura máxima de trabajo así como también por los voltajes y corrientes que soporta.

El voltaje máximo que debe soportar el diodo en configuración reductora es $V_{Dmax} = -V_s$, de manera que $V_{Dmax} = 24V$, la corriente máxima que circulará por el diodo viene dada por la corriente RMS (I_{DRMS}) que está determinada por la Figura 3-2:

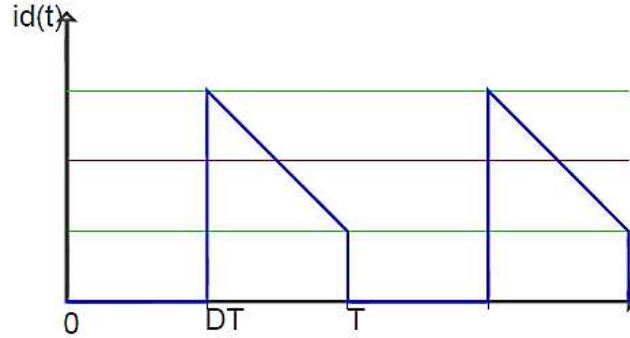


Figura 3-2: Corriente que circula en el Diodo Convertidor Reductor.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

Se analiza la Figura 3-2 con el fin de obtener una expresión matemática para la corriente que circula por el diodo ($i_D(t)$) así:

$$i_D(t) = 0 \quad 0 \leq t \leq DT$$

$$i_D(t) = \frac{\Delta I_L}{DT - T} (t - T) + I_{Lmin} \quad DT \leq t \leq T$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t)^2 dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} 0^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{\Delta I_L}{DT - T} (t - T) + I_{Lmin} \right)^2 dt \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{\Delta I_L}{DT - T} (t - T) + I_{Lmin} \right)^2 dt$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\left(\frac{\Delta I_L}{DT - T} \right)^2 (t - T)^2 + 2 \frac{\Delta I_L I_{Lmin}}{DT - T} (t - T) + I_{Lmin}^2 \right) dt$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[\left(\frac{\Delta I_L}{DT - T} \right)^2 \frac{(t - T)^3}{3} + 2 \frac{\Delta I_L I_{Lmin}}{DT - T} \frac{(t - T)^2}{2} + I_{Lmin}^2 t \right]_{DT}^T$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_{Lmin}^2 T - \left(\frac{\Delta I_L}{DT - T} \right)^2 \frac{(DT - T)^3}{3} - \frac{\Delta I_L I_{Lmin}}{DT - T} (DT - T)^2 - I_{Lmin}^2 DT \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_{Lmin}^2 T - (\Delta I_L)^2 \frac{DT - T}{3} - \Delta I_L I_{Lmin} (DT - T) - I_{Lmin}^2 DT \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_{Lmin}^2 T - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{3} + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{3} - \Delta I_L I_{Lmin} DT + \Delta I_L I_{Lmin} T - I_{Lmin}^2 DT \right]$$

Sustituir la corriente mínima del inductor por la ecuación $I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2}$ así:

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[\left(I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 T - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{3} + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{3} - \Delta I_L \left(I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \right) DT + \Delta I_L \left(I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \right) T - \left(I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 DT \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_L^2 T - I_L \Delta I_L T + \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 T - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{3} + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{3} - \Delta I_L I_L DT + \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{2} + \Delta I_L I_L T - \frac{(\Delta I_L)^2 T}{2} - I_L^2 DT + I_L \Delta I_L DT - \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 DT \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_L^2 T + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{4} - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{3} + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{3} + \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{2} - \frac{(\Delta I_L)^2 T}{2} - I_L^2 DT - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{4} \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_L^2 T + \frac{(\Delta I_L)^2 T}{12} - \frac{(\Delta I_L)^2 DT}{12} - I_L^2 DT \right]$$

$$I_{DRMS}^2 = I_L^2 - I_L^2 D + \frac{(\Delta I_L)^2 - (\Delta I_L)^2 D}{12}$$

$$I_{DRMS}^2 = I_L^2 (1 - D) + \frac{(\Delta I_L)^2 (1 - D)}{12}$$

$$I_{DRMS}^2 = (1 - D) \left(I_L^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{12} \right)$$

Ecuación 2-2: Corriente Irms en el diodo para el Convertidor Reductor.

$$I_{DRMS} = \sqrt{(1 - D) \left(I_L^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{\sqrt{3}} \right)^2 \right)}$$

Como se tiene en la Ecuación 1-1:

$$\Delta i_L = \frac{V_s - V_o}{L} DT = \frac{24V - 12V}{781,25\mu H} (0,5) \left(\frac{1}{40KHz} \right) = 0,192A$$

Y en la Ecuación 5-1 se tiene que:

$$I_L = \frac{V_o}{R} = \frac{12V}{28,8\Omega} = 0,42A$$

Así que la corriente RMS que va a circular por el diodo expresado en la Ecuación 2-2 es:

$$I_{DRMS} = \sqrt{(1 - 0.5) \left((0,42)^2 + \left(\frac{0,192A}{\frac{2}{\sqrt{3}}} \right)^2 \right)} = 0,3A$$

Con los datos calculados se está en la capacidad de elegir el diodo, que como características adicionales pero no menos importantes debe ser la alta eficiencia, bajas pérdidas de potencia, además debe proporcionar conmutaciones rápidas entre los estados de conducción de directa a inversa y viceversa.

El diodo 1n5819, soporta un voltaje máximo de 40V y una corriente de 1A, además sus cambios de estado entre encendido y apagado están alrededor de los nanosegundos, sus características son suficientes para los requerimientos planteados.

2.2.2 *Convertidor Elevador*

El convertidor elevador permite elevar el voltaje de entrada V_s , a un voltaje de mayor magnitud V_o , manteniendo la polaridad. Este procedimiento se logra a través de la conmutación de un interruptor para el caso de un MOSFET, que mediante una señal PWM, donde la idea es controlar el ciclo de trabajo D , produce el efecto de obtener diferentes magnitudes mayores en la salida. Para el diseño presentado, es indispensable obtener los valores de la inductancia L , la capacitancia C , las características principales para elegir el diodo D , parámetros del interruptor de conmutación, de la misma forma el diseño del sensor de retroalimentación.

2.2.2.1 *Especificaciones del convertidor*

Tabla 5-2: Especificaciones del convertidor Elevador.

Parámetro	Valor
P_o	20W
V_s	12V
V_o	24V
f_s	40KHz
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	0,5%

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Las especificaciones propuestas determinan que el voltaje de entrada $V_s = 12V$, el voltaje de salida $V_o = 24V$, una frecuencia de conmutación fija de $f_s = 40KHz$ y una potencia de salida $P_o = 20W$ con un rizo en el voltaje en la salida $\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0,5\%$.

El ciclo útil de trabajo viene dado por la Ecuación 11-1:

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} = 1 - \frac{12V}{24V} = 0,5$$

A partir de la P_o y el V_o se puede obtener la corriente de salida I_o como:

$$I_o = \frac{P_s}{V_o} = \frac{20W}{24V} = 833,33mA$$

Luego se puede calcular la R_L , a partir de la I_o y el V_o de la siguiente manera:

$$R_L = \frac{V_o}{I_o} = \frac{24V}{833,33mA} = 28,8\Omega$$

2.2.2.2 Inductor

2.2.2.2.1 Dimensionamiento y selección

Partiendo del hecho que la resistencia de carga varía entre 100Ω y $28,8\Omega$ se procede al cálculo de la L_{min} para garantizar la operación en modo de conducción continua definida por la Ecuación 13-1:

$$L_{1min} = \frac{R_1(1-D)^2}{2f} = \frac{100(1-0,5)^2}{2(40KHz)} = 312,5\mu H$$

$$L_{2min} = \frac{R_2(1-D)^2}{2f} = \frac{28,8(1-0,5)^2}{2(40KHz)} = 90\mu H$$

Entonces la L_{min} está comprendida en el siguiente rango $90\mu H < L_{min} < 312,5\mu H$ por lo que se procede a tomar el valor de inductancia mayor por lo que se tiene que $L_{min} = 312,5\mu H$, a partir de este último valor, se recomienda escoger un valor 1,25 veces mayor al valor mínimo de manera que se garantice la operación del convertidor de potencia en modo de conducción continua.

$$L = L_{min} * 1,25 = 312,5\mu H * 1,25 = 390,63\mu H$$

2.2.2.2.2 Fabricación del inductor

De la misma forma para el caso del inductor en el convertidor elevador donde la inductancia necesaria es de $L = 390,63\mu H$, el número de espiras se define por la Ecuación 1-2 así:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 100 \sqrt{\frac{0,39063}{320m}} = 110,48$$

De aquí se tiene el número de vueltas necesarias un total de 111 espiras, con un conductor esmaltado AWG-21 que tiene una capacidad de $1,2A$.

2.2.2.3 Dimensionamiento y selección del capacitor

Al considerar el convertidor elevador tenemos que el voltaje de rizo está definido por la Ecuación 14-1, además se debe tomar muy en cuenta la variación en la resistencia de carga de 100Ω a $28,8\Omega$ por lo cual se calcula para ambas dinámicas de carga:

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

Despejando el valor del C , para $R = 100\Omega$ se procede:

$$C = \frac{D}{R \frac{\Delta V_o}{V_o} f} = \frac{0,5}{100\Omega(0,005)(40KHz)} = 25\mu F$$

Y para $R = 28,8\Omega$ el valor del capacitor es de:

$$C = \frac{0,5}{28,8\Omega(0,005)(40KHz)} = 86,81\mu F$$

La configuración del circuito elevador nos muestra el voltaje máximo que debe soportar el capacitor, también es muy importante tener un criterio de elección en cuanto al rizado del voltaje de salida V_o . Entonces el nivel de voltaje soportado por el capacitor obedece a:

$$V_C \geq V_o$$

Por lo que es conveniente tener un valor de capacitancia elevado de esta manera el filtrado será mejor y además protegeríamos de alguna manera al MOSFET contra los sobre picos de voltaje razones por las cuales se optó por lo que a partir de los cálculos el valor del capacitor esta entre $25\mu F < C < 86,81\mu H$ así se elige un capacitor electrolítico de $470\mu F$ a $50V$ siendo este un valor comercial y que además que cumple con las especificaciones antes previstas.

Un dato muy importante a considerar es que las pérdidas por elementos resistivos en los condensadores son despreciables y por lo mismo no es conveniente calcularlas.

2.2.2.4 Dimensionamiento y selección del diodo

El voltaje máximo que debe soportar el diodo en configuración elevadora es $V_{Dmax} = -V_o$, de manera que $V_{Dmax} = 24V$.

La corriente máxima que circulará por el diodo viene dada por la corriente RMS (I_{DRMS}) que claramente se puede ver que es la misma que en el convertidor reductor:

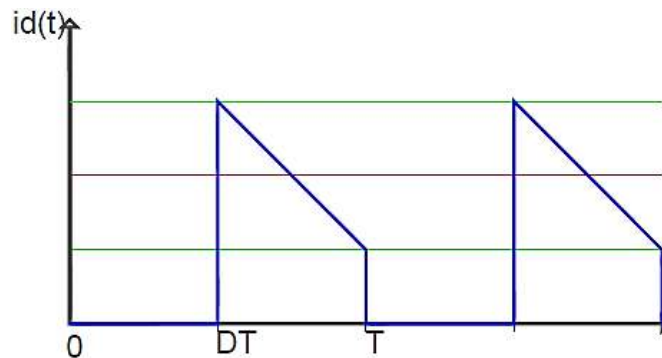


Figura 4-2: Corriente que circula por el Diodo en el Convertidor Elevador.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

Por lo que a partir de la Ecuación 8-1:

$$\Delta i_L = \frac{V_s}{L} DT = \frac{12V}{390,63\mu H} (0,5) \left(\frac{1}{40KHz} \right) = 0,384A$$

Y en la Ecuación 12-1 se tiene que:

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} = \frac{12V}{(1-0,5)^2 (28,8)} = 1,67A$$

Así que la corriente RMS que va a circular por el diodo expresado en la Ecuación 2-2 es:

$$I_{DRMS} = \sqrt{(1-0,5) \left((1,67)^2 + \left(\frac{0,384A}{\sqrt{3}} \right)^2 \right)} = 1,18A$$

Con los datos calculados se está en la capacidad de elegir el diodo, que como características adicionales pero no menos importantes debe ser la alta eficiencia, bajas pérdidas de potencia, además debe proporcionar conmutaciones rápidas entre los estados de conducción de directa a inversa y viceversa.

El diodo Schottky SS36, con un encapsulado SMC, soporta un voltaje máximo de 60V y una corriente de 3A, además sus cambios de estado entre encendido y apagado están alrededor de los nanosegundos, sus características son suficientes para los requerimientos planteados.

2.3 Elemento de Conmutación

En la implementación de los convertidores de potencia es necesario contar con un elemento semiconductor que soporte los voltajes y corrientes acordes a cada convertidor, considerando que el elemento pueda operar a la frecuencia de conmutación de diseño, y que posea un cambio casi instantáneo entre las conmutaciones de encendido-apagado y viceversa.

2.3.1 *Convertidor Reductor*

2.3.1.1 *Selección del interruptor de Conmutación*

Debido a que la frecuencia de conmutación del convertidor reductor es de 40 KHz el elemento indicado para operar en dicha frecuencia es un Mosfet IRLZ44N utilizado en conmutaciones rápidas en el orden de los MHz y con una resistencia $R_{DS(on)} = 0.022\Omega$ por lo que disipa poca potencia en la conmutación, además de que permite realizar el disparo del semiconductor con un $V_{GS} = 5V$ pudiendo conectarse directamente al PWM generado por el PIC aunque para fines prácticos no resulta lo más adecuado debido a que una falla en el circuito podría generar un deterioro en el semiconductor que podría causar el daño del Microcontrolador.

2.3.1.2 *Circuito de Disparo*

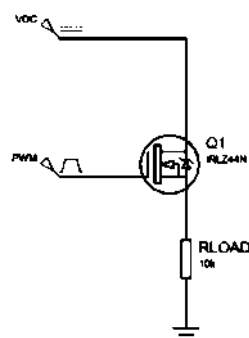


Figura 5-2: Mosfet en lado alto.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

utilizado en altas frecuencias y por lo general son de poca corriente con una unión N-metal mientras que los segundos trabajan a frecuencias menores a las del trabajo de los Schottky pero manejan más corriente y están contruidos con una unión p-n.

El resistor R2 está trabajando como un pull down resistor que permitirá el apagado del Mosfet en caso de que la señal del gate sea en bajo, este debe ser de un valor óhmico superior a 1 KΩ, para el cálculo de los condensadores se utiliza la Ecuación 3-2:

Ecuación 3-2: Capacitor Bootstrap

$$C \geq \frac{2[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs(leak)}}{f}]}{V_{cc} - V_f - V_{LS} - V_{min}}$$

Donde cada parámetro utilizado en la ecuación se toma de la Hoja de datos que cada elemento, así:

IRFZ44N

Tabla 6-2: Características eléctricas Mosfet IRFZ44N

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge	-	-	48	nC	$I_D = 25 A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	-	-	8,6	nC	$V_{DS} = 44 v$
Q_{ls}	Level Shift Charge	-	-	5	nC	MGD 500v/600v
				20	nC	MGD 1200v
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	-	-	0.022		$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$
				0.025		$V_{GS} = 5.0V, I_D = 25A$
				0.035		$V_{GS} = 4.0V, I_D = 21A$

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (Rectifier, 2016)

$$Q_g = 48nC$$

$$Q_{ls} = 5nC$$

Para el cálculo de V_{LS} siendo este aquel voltaje que cae en la carga del circuito se toma de la hoja de datos del IRLZ44N $V_{GS} = 5v$, $I_D = 25A$ y $R_{DS(on)} = 0.025$, entonces:

Ecuación 4-2: Fórmula para el cálculo de V_{DS} en un Mosfet

$$V_{DS} = I_D R_{DS(on)}$$

$$V_{DS} = 25 * 0,025$$

$$V_{DS} = 0,625 \text{ v}$$

Si se aplica la ley de voltajes de Kirchhoff y teniendo en cuenta que $V_{DC} = 24 \text{ v}$ en el circuito de la Figura 5-2 se tiene:

Ecuación 5-2

$$-V_{DC} + V_{DS} + V_{LS} = 0$$

$$V_{LS} = V_{DC} - V_{DS}$$

$$V_{LS} = 24 - 0,625$$

$$V_{LS} = 23,38 \text{ v}$$

IR2110

Tabla 7-2: Características eléctricas estáticas IR2110.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_{qbs}	Quiescent V_{BS} supply current	-	125	230	μA	$V_{IN} = 0 \text{ v}$ or V_{DD}

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente:(Rectifier, 2005)

$$I_{qbs(\text{max})} = 230 \mu\text{A}$$

Diodo B0520LWS

Tabla 8-2: Características eléctricas diodo B0520LWS.

Characteristic	Symbol	B0520LWS	B0540WS	Unit
$I_f = 0.5 \text{ A}$	V_f	0.385	0.510	v

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Fuente: (WEITRON, 2009)

$$V_f = 0.385 \text{ v}$$

Los valores de los parámetros $I_{Cbs(Leak)}$ y V_{min} se los puede despreciar, por lo tanto reemplazando en la ecuación los valores anteriormente tomados obtendremos:

$$C_{cal} \geq \frac{2[2 * 48 + \frac{230}{40000} + 5]}{24 - 0,385 - 23,38}$$

$$C_{cal} \geq 859,62 \text{ nF}$$

Este valor al ser mínimo podría incurrir en daños del Circuito integrado por lo que se aconseja tomar un valor superior al calculado, así $C = 22\mu\text{F}$

2.3.2 *Convertor Elevador*

2.3.2.1 *Selección del interruptor de Conmutación*

Al igual que en el convertor reductor el elemento óptimo para este tipo de aplicaciones es el Mosfet IRLZ44N debido a su rapidez de conmutación en el orden de los MHz, en este tipo de configuración el Mosfet se encuentra en lado bajo por lo que no es necesario el uso del Circuito Integrado IR2110, aunque se debería considerar un circuito que permita el aislamiento entre los circuitos de control y potencia, ya que la topología del elevador se presta para que circule una corriente grande por el interruptor electrónico.

2.3.2.2 *Circuito de Disparo y Aislamiento*

El circuito utilizado para el disparo del Mosfet en el convertor elevador es el mostrado en la Figura 7-2, la primera etapa consta de un PC817 el cual es un optotransistor que opera a frecuencias típicas de 80 KHz, permitiendo aislar el circuito de control y potencia, al enviar el PWM un estado alto "1", el diodo interno polariza la base del transistor permitiendo la saturación del mismo, esto hará que la unión Colector-Emisor se comporte como un interruptor cerrado obteniendo a la salida un estado bajo "0" o $\overline{\text{PWM}}$.

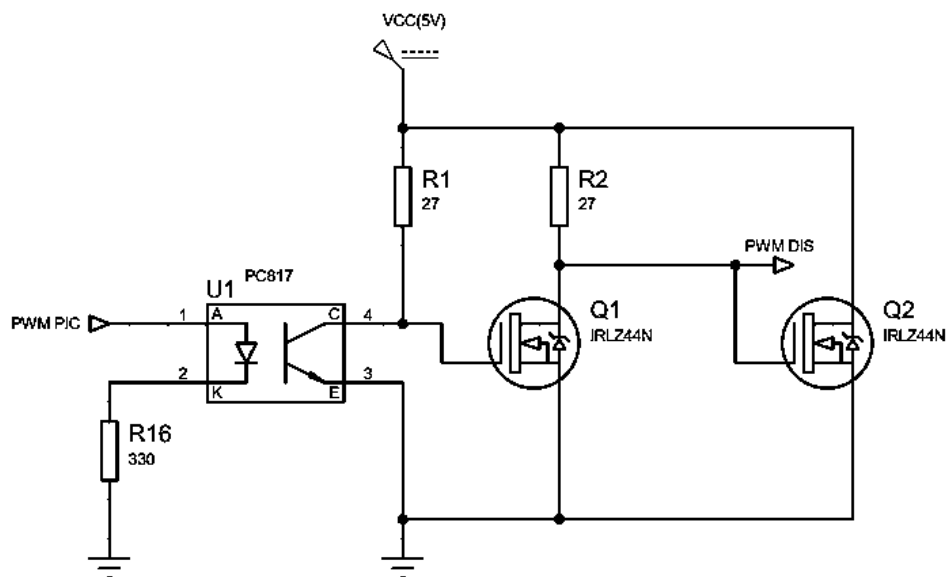


Figura 7-2: Circuito de disparo y aislamiento convertor elevador.

Fuente: Minta Ángel, Lema Marvín, 2017.

Para el otro caso cuando el PWM envíe un estado bajo “0” al opto la unión Colector-Emisor se comportará como interruptor abierto por lo que a la salida del colector se obtendrá VCC o estado en alto “1”, es por eso que es necesario incorporar un transistor Mosfet Q1 de modo que invierta la señal de salida del opto y mantenga una sincronización entre las señales PWM_{PIC} Y PWM_{DIS} .

2.4 Etapa de Sensado

El circuito de sensado (transductor) es una de las etapas más importantes del módulo debido a que muestra el voltaje real en la carga del convertidor, además que permite acondicionar a niveles de voltaje que fácilmente pueden procesar los microcontroladores.

La lectura de salida de tensión de los convertidores garantiza la relación proporcional entre el voltaje de salida (V_o), y la salida del voltaje de acondicionamiento, este es sumamente importante porque mediante esta etapa se realiza la retroalimentación en la etapa de control. Se busca garantizar los niveles de tensión adecuada que soportan los microcontroladores, y mediante una configuración implementada con elementos pasivos, nos proporcionará un nivel de tensión adecuado que posteriormente será comparado con la tensión de referencia.

El circuito que proporcionará este nivel de tensión es un divisor de voltaje, va conectado en paralelo a la carga de los respectivos convertidores. Los elementos que se proponen a continuación son dos resistencias fijas, y un potenciómetro que tiene la función de ayudar en la calibración de la tensión de salida.

Este circuito permite adaptar la tensión de salida a un rango de valores definidos, que difiere del valor real del V_o en cuanto a su magnitud, pero que está relacionado de manera proporcional por un factor de atenuación que al ser operado por la lectura correspondiente del divisor de tensión se obtiene el voltaje real presente en la carga.

2.4.1 *Conversor Reductor*

Para el convertidor reductor tenemos la configuración de divisor de tensión:

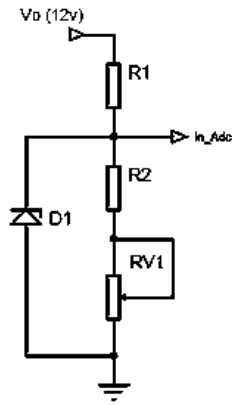


Figura 8-2: Circuito de Sensado,
Divisor de Tensión, Convertidor Reductor.
Realizado por: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

La idea está en garantizar los niveles de tensión dentro de un rango en los cuales no se dañe el microcontrolador, así se establece que el voltaje en el sensor sea de $V_{sensor} = 2,5V$, cuando el voltaje de salida es de $V_0 = 12V$ de esta manera estableciendo los valores adecuados tenemos $R_1 = 6,8K\Omega$, $R_2 = 1,5K\Omega$ y $R_{V1} = 1K\Omega$. Con $R_{V1} = 1K\Omega$ la tensión en el divisor es:

$$V_{sensor} = \frac{V_0(R_2 + R_{V1})}{R_T} = \frac{12V(1,5K\Omega + 1K\Omega)}{(6,8 + 2,5)K\Omega} = 3,23V$$

Ahora con $R_{V1} = 0K\Omega$ la tensión en el divisor es:

$$V_{sensor} = \frac{V_0(R_2 + R_{V1})}{R_T} = \frac{24V(1,5K\Omega + 0K\Omega)}{(6,8 + 1,5)K\Omega} = 2,17V$$

Como se ve el rango de tensión es de $2,17V - 3,23V$ que con la ayuda del potenciómetro (R_{V1}), se puede regular este nivel de tensión hasta tener los $2,5V$ necesarios, esta etapa cuenta también con diodo zener de $5V$, que nos ayuda a proteger el microcontrolador de cambios de voltajes que superen el rango establecido o lecturas erróneas evitando daños al dispositivo y por ende afectando su funcionamiento.

2.4.1.1 Dimensionamiento del zener

Se dispone de un diodo zener 1N4733A, con un $V_z = 5,1V$, una potencia zener $P_z = 1W$, valores que proporciona la hoja de datos del dispositivo a partir de ahí se tiene que:

Ecuación 6-2: Corriente máxima, Diodo Zener.

$$I_z = \frac{P_z}{V_z}$$

Donde:

I_z = Corriente que pasa por el diodo Zener

P_z = Potencia del diodo zener (dato del fabricante)

V_z = Voltaje del diodo zener (dato del fabricante)

$$I_z = \frac{1 \text{ w}}{5.1 \text{ v}} = 196,1 \text{ mA}$$

La máxima disipación de potencia del diodo es de 1 w esto nos ayuda para el cálculo de la máxima corriente que puede soportar el diodo, si bien es baja las características del diodo nos obligan a no sobrepasar la misma.

Ecuación 7-2: Corriente Crítica, Diodo Zener.

$$I_z = \frac{V_o - V_z}{R_1} = \frac{100 - 5.1}{6,8K} = 14 \text{ mA}$$

Se considera que tanto en el convertidor reductor como en el elevador existe un sobreimpulso de voltaje al inicio de su operación sin considerar el controlador, que al circular por la configuración del divisor de tensión (sensor) se regula a 5,1 v mediante el zener, esta corriente calculada se limita por R1 que si bien es utilizada para el sensor de voltaje también actúa como resistencia limitadora, de modo que si se elige un valor a priori de V_o de 100 v para un caso relativamente crítico se ve que difícilmente se alcanzará la corriente máxima permitida, además de que el controlador difícilmente permitirá que la planta opere de manera inadecuada.

2.4.2 Conversor Elevador

En la Figura 9-2 se presenta la distribución de los elementos para esta etapa:

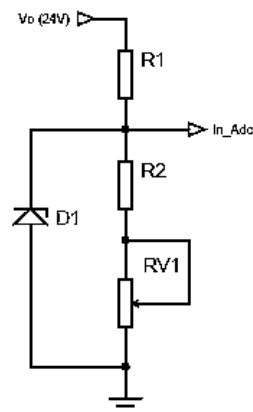


Figura 9-2: Circuito de Sensado, Divisor de Tensión, Convertidor Elevador.

Realizado por: Minta Ángel, Lema Marvin, 2017.

La expresión que permite determinar los niveles de tensión es la de un divisor de voltaje:

$$V_{sensor} = \frac{V_o(R_2 + R_{V1})}{R_T}$$

La idea está en garantizar los niveles de tensión dentro de un rango en los cuales no se dañe el microcontrolador, así se establece que el voltaje en el sensor sea de $V_{sensor} = 2,5V$, cuando el voltaje de salida es de $V_o = 24V$ de esta manera estableciendo los valores adecuados tenemos $R_1 = 33K\Omega$, $R_2 = 3,3K\Omega$ y $R_{V1} = 1K\Omega$. Con $R_{V1} = 1K\Omega$ la tensión en el divisor es:

$$V_{sensor} = \frac{V_o(R_2 + R_{V1})}{R_T} = \frac{24V(3,3K\Omega + 1K\Omega)}{(33 + 4,3)K\Omega} = 2,76V$$

Ahora con $R_{V1} = 0K\Omega$ la tensión en el divisor es:

$$V_{sensor} = \frac{V_o(R_2 + R_{V1})}{R_T} = \frac{24V(3,3K\Omega + 0K\Omega)}{(33 + 3,3)K\Omega} = 2,18V$$

Como se ve el rango de tensión es de $2,18V - 2,76V$ que con la ayuda del potenciómetro (R_{V1}), se puede regular este nivel de tensión hasta tener los $2,5V$ necesarios, esta etapa cuenta también con diodo zener de $5V$, que nos ayuda a proteger el microcontrolador de cambios de voltajes que superen el rango establecido o lecturas erróneas evitando dañar el dispositivo y por ende afectando su funcionamiento.

2.4.2.1 Dimensionamiento del zener

En el caso del diodo zener de protección en el convertidor elevador se sigue el mismo procedimiento, pero aquí se toma en cuenta que se manejan voltajes en proporciones iguales en referencia a que de la misma forma hay un sobrepulso de voltaje que ya están limitados por el divisor de tensión de modo que la disipación de potencia del diodo zener es aproximadamente la misma de modo que el modelo propuesto satisface sin ningún inconveniente los requerimientos.

2.5 Etapa de la Estrategia de Control y Programación

Conceptualmente se pretende que el convertidor estático imponga a su salida el valor referenciado, para lo que la salida real del sistema ha de ser sensada y comparada con dicha consigna de forma que el control reaccione generando la apertura o cierre de los interruptores (MOSFET), para mantener la salida al valor prefijado, independientemente de la presencia de perturbaciones como ejemplo la variación en la corriente de carga solicitada o en el valor de la magnitud de la fuente de primaria de aportación de energía. (Ballester and Robert, 2012)

En este apartado se hace mención al microcontrolador y el algoritmo empleado que ejecuta la estrategia de control que se usa para minimizar el error en el voltaje de salida, aquí se muestra las rutinas de programación necesarias para obtener un voltaje de salida constante.

También se presenta el diseño de un sistema de hardware para un controlador adecuado a los parámetros de la planta en los casos más desfavorables, usando técnicas de control clásico. Esta sección además detalla un análisis y desarrollo de un algoritmo de programación de propósito general, haciendo uso de la herramienta Mikro-C, con el objetivo de que solo el controlador modifique su funcionamiento sin la necesidad de realizar cambios en los demás elementos de los convertidores.

Hay muchas características a tomar en cuenta en la dinámica de estos convertidores, así como que son sistemas inestables y además tienen un parámetro desconocido y altamente variable (resistencia de carga), por estas consideraciones mencionadas anteriormente es que se recurren a técnicas de control con la finalidad de controlar el voltaje de salida mediante un lazo de retroalimentación, y restándolo de una referencia se busca minimizar el error o que esta sea igual a 0.

2.5.1 *Diseño de la Estrategia de Control*

2.5.1.1 *Fuente Reductora*

2.5.1.1.1 Modelado Promediado en el Espacio de Estados

Según (Middlebrook and Čuk, 1977) y (Hart, 2001) el método descrito a continuación describe una aproximación de la función de transferencia del Convertidor Reductor aunque cada autor tiene su propio desarrollo para el modelado, en este trabajo se realiza paso a paso la obtención de la función de transferencia de cada uno de los conversores, se parte inicialmente analizando el espacio de estados del interruptor electrónico en sus dos estados off y on, y posterior a eso se obtiene el promediado de dichos espacios de estado, considerando que cada una de las variables tiene una parte constante y fluctuante.

Si se halla las ecuaciones que describan las mallas del Conversor Reductor con el interruptor cerrado de la Figura 13-1 se obtiene:

Malla 1:

$$-V_s + V_L + V_c = 0$$

$$V_L - V_s - V_c$$

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = V_s - V_c$$

Ecuación 8-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente reductora.

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_s - V_c}{L}$$

Malla 2:

$$i_c = i_1 - i_2$$

$$C \frac{\partial V_c}{\partial t} = i_L - \frac{V_c}{R}$$

Ecuación 9-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente reductora.

$$\frac{\partial V_c}{\partial t} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC}$$

Ecuación de estado:

$$\dot{x}_a = A_1 x + B_1 u$$

Ecuación 10-2: Ecuación de estado para el interruptor en “on” fuente reductora.

$$\dot{x}_a = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

Salida:

$$y_a = C_1 x$$

$$y_a = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$y_a = V_c$$

Mientras que si se halla las ecuaciones que describan las mallas del Conversor Reductor con el interruptor abierto de la Figura 14-1 se obtiene:

Malla 1:

$$V_L = -V_c$$

$$L \frac{\partial i_l}{\partial t} = -V_c$$

Ecuación 11-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente reductora.

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{-V_c}{L}$$

Malla 2:

$$i_1 = i_c + i_2$$

$$i_c = i_1 - i_2$$

$$C \frac{\partial V_c}{\partial t} = i_L - \frac{V_c}{R}$$

Ecuación 12-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente reductora.

$$\frac{\partial V_c}{\partial t} = \frac{i_L R - V_c}{RC}$$

Ecuación de estado:

$$\dot{x}_b = A_2 x + B_2 u$$

Ecuación 13-2: Ecuación de estado para el interruptor en “off” fuente reductora.

$$\dot{x}_b = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

Salida:

$$y_b = C_2 x$$

$$y_b = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$y_b = V_c$$

Ecuación de Estado Total:

Para la obtención de la Ecuación de estado total que describa a la planta tanto para el caso del interruptor en “on” como para el caso en “off”, se procede a obtener un promediado de dichos espacios partiendo desde la Ecuación 14-2 y desarrollándola.

Ecuación 14-2: Ecuación de estado total promediada en el espacio de estados fuente reductora.

$$\dot{x} = \dot{x}_a d + \dot{x}_b (1 - d)$$

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2 (1 - d)]x + [B_1 d + B_2 (1 - d)]V_s$$

$$\dot{x} = [(A_1 - A_2)d + A_2]x + [(B_1 - B_2)d + B_2]V_s$$

Mientras que la ecuación total de estado para la salida está descrita por la Ecuación 15-2:

Ecuación 15-2: Ecuación de estado total para la salida fuente reductora.

$$y = y_a d + y_b (1 - d)$$

$$y = [C_1 d + C_2 (1 - d)]x$$

$$y = [(C_1 - C_2)d + C_2]x$$

Además se hace un análisis de cada uno de los parámetros expresados anteriormente, considerando que cada uno de ellos tiene una parte constante y una parte fluctuante, así:

Ecuación 16-2: Parámetros que incluyen parte constante y fluctuante.

$$x = x + \tilde{x}$$

$$d = D + \tilde{d}$$

$$V_0 = V_0 + \tilde{v}_0$$

$$\dot{x} = \dot{x} + \tilde{\dot{x}} \therefore \dot{x} = 0$$

$$\dot{x} = \dot{\tilde{x}}$$

$$V_s = V_s + \tilde{v}_s$$

Al reemplazar en la Ecuación 14-2 los parámetros descritos anteriormente y desarrollando la expresión se obtiene finalmente la Ecuación 17-2:

Ecuación 17-2

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & (A_1 - A_2)Dx + (A_1 - A_2)\tilde{d}x + A_2x + (A_1 - A_2)D\tilde{x} + (A_1 - A_2)\tilde{d}\tilde{x} + A_2\tilde{x} \\ & + (B_1 - B_2)DV_s + (B_1 - B_2)\tilde{d}V_s + B_2V_s \end{aligned}$$

Si se tiene en cuenta que se pueden despreciar los términos que poseen 2 o más términos que fluctúan como es el caso de $(A_1 - A_2)\tilde{d}\tilde{x}$ entonces:

Ecuación 18-2

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]D + [(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d} \\ & + A_2x + B_2V_s \end{aligned}$$

Al observar la Ecuación 18-2 se puede notar que dicha expresión tiene términos constantes y fluctuantes por lo que se procede a igualarlos, así:

Ecuación 19-2: Términos constantes fuente reductora.

$$[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]D + A_2x + B_2V_s = 0$$

Ecuación 20-2: Términos Fluctuantes fuente reductora.

$$[(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d} = \tilde{x}$$

De la misma manera en la Ecuación 15-2 se procede a reemplazar las expresiones descritas en la Ecuación 16-2, y desarrollando las mismas se llega a la Ecuación 21-2:

Ecuación 21-2

$$V_0 + \tilde{v}_0 = (C_1 - C_2)Dx + (C_1 - C_2)\tilde{d}x + C_2x + (C_1 - C_2)D\tilde{x} + C_2\tilde{x}$$

En la Ecuación 21-2 se puede observar que se tiene términos constantes y fluctuantes por lo que se igualan, de tal forma que:

Ecuación 22-2: Términos constantes para la salida fuente reductora.

$$V_0 = (C_1 - C_2)D + C_2x$$

Ecuación 23-2: Términos fluctuantes para la salida fuente reductora.

$$\tilde{v}_0 = (C_1 - C_2)\tilde{d}x + (C_1 - C_2)D\tilde{x} + C_2\tilde{x}$$

Para la obtención de la función de transferencia trabajamos con las expresiones de los términos fluctuantes específicamente la Ecuación 20-2 y la Ecuación 23-2, llevándolos a términos de la Transformada de Laplace, así:

$$s\tilde{x}(s) = [(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\{sI - [(A_1 - A_2)D + A_2]\}\tilde{x}(s) = [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\tilde{x}(s) = \{sI - [(A_1 - A_2)D + A_2]\}^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Ecuación 24-2

$$\tilde{x}(s) = \{sI - [A_1D + A_2(1 - D)]\}^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Si se sustituye A por $A_1D + A_2(1 - D)$ en la Ecuación 24-2, entonces:

Ecuación 25-2

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)\tilde{d}(s)x + (C_1 - C_2)D\tilde{x}(s) + C_2\tilde{x}(s)$$

Ecuación 26-2

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)\tilde{d}(s)x + [(C_1 - C_2)D + C_2]\tilde{x}(s)$$

Si se sustituye C por $[(C_1 - C_2)D + C_2]$ y la Ecuación 25-2 en la Ecuación 26-2, se tiene:

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)x\tilde{d}(s) + C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Ecuación 27-2: Función de transferencia del convertidor reductor en términos de matrices.

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s(s)] + (C_1 - C_2)x$$

Es claro que para la obtención de la función de transferencia de la planta se debe realizar operaciones entre matrices, las cuales ya han sido descritas en las expresiones anteriores, así:

$$M^{-1} = [sI - A]^{-1} = \left(\begin{bmatrix} s & \frac{1}{L} \\ -1 & \frac{sRC + 1}{RC} \end{bmatrix} \right)$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(M)} \text{ADJ}(M)$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(A)} [\text{COF}(M)]^T$$

$$\det(M) = \frac{s^2RC + s}{RC} + \frac{1}{LC}$$

$$\det(M) = \frac{s^2RLC + sL + R}{RLC}$$

$$\text{COF}(M) = \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -1 & s \\ \frac{1}{L} & \end{bmatrix}$$

$$\text{COF}(M)^T = \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & -1 \\ \frac{1}{C} & s \\ \frac{1}{L} & \end{bmatrix}$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(M)} \text{ADJ}(M)$$

Ecuación 28-2

$$M^{-1} = \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R} \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & -1 \\ \frac{1}{C} & s \\ \frac{1}{L} & \end{bmatrix}$$

Si se reemplaza las matrices correspondientes y la Ecuación 28-2 en la Ecuación 27-2 se obtiene:

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 1] \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R} \begin{bmatrix} sRC + 1 & -\frac{1}{L} \\ RC & \frac{1}{C} \\ \frac{1}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} V_s$$

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 1] \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R} \begin{bmatrix} sRC + 1 \\ RC \\ \frac{1}{LC} \end{bmatrix} V_s$$

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R} \cdot \frac{V_s}{LC}$$

Ecuación 29-2: Función de Transferencia del Convertidor Reductor.

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{V_s}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}}$$

2.5.1.1.2 Diseño del Controlador

La respuesta de la función de transferencia del Conversor Reductor presentada en la Ecuación 29-2 obtiene un pico no deseado mostrado en la Figura 10-2 de modo que puede afectar a los dispositivos electrónicos.



Figura 10-2: Curva de Respuesta de la planta en lazo abierto.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Para el diseño del controlador del convertidor reductor y sabiendo que la función de transferencia de la planta es de segundo orden se procede a hacer el análisis del sistema en bucle cerrado similar a la Ecuación 23-1 y basándose en el desarrollo del controlador mediante el Método de Asignación de Polos para un sistema de segundo orden se obtiene que:

$$1 + C(s)G(s) = 0$$

$$1 + Kp \left(\frac{Ti s + 1 + Td Ti s^2}{Ti s} \right) \frac{\frac{V_s}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} = 0$$

$$Ti s \left(s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC} \right) + Kp (Ti s + 1 + Ti Td s^2) \frac{V_s}{LC} = 0$$

$$Ti s^3 + \frac{Ti}{RC} s^2 + \frac{Ti}{LC} s + Kp Ti \frac{V_s}{LC} s + \frac{Kp V_s}{LC} + Kp Ti Td \frac{V_s}{LC} s^2 = 0$$

$$Ti s^3 + s^2 \left(\frac{Ti}{RC} + Kp Ti Td \frac{V_s}{LC} \right) + s \left(\frac{Ti}{LC} + Kp Ti \frac{V_s}{LC} \right) + \frac{Kp V_s}{LC} = 0$$

Ecuación 30-2: Ecuación característica en bucle cerrado del conversor reductor.

$$s^3 + s^2 \left(\frac{1}{RC} + Kp Td \frac{V_s}{LC} \right) + s \left(\frac{1}{LC} + Kp \frac{V_s}{LC} \right) + \frac{Kp V_s}{LC Ti} = 0$$

Si se iguala los términos de la Ecuación 34-1 y de la Ecuación 30-2 podremos obtener los valores de las constantes Kp , Td y Ti del controlador, así:

Constante Kp :

$$\omega n^2 + 2\alpha\xi\omega n = \frac{1}{LC} + Kp \frac{V_s}{LC}$$

Ecuación 31-2

$$Kp = (\omega n^2 + 2\alpha\xi\omega n) \frac{LC}{V_s} - \frac{1}{V_s}$$

Constante Td :

$$\frac{1}{RC} + KpTd \frac{V_s}{LC} = 2\xi\omega n + \alpha$$

Ecuación 32-2

$$Td = (2\xi\omega n + \alpha) \frac{LC}{KpV_s}$$

Constante Ti :

$$\alpha\omega n^2 = \frac{KpV_s}{LCTi}$$

Ecuación 33-2

$$Ti = \frac{KpV_s}{LC\alpha\omega n^2}$$

Se debe tener en cuenta que α es un polo que se elegirá de forma que el controlador cumpla las especificaciones del diseñador, así se parte desde las especificaciones de diseño de controlador indicados en la Tabla 9-2.

Tabla 9-2: Especificaciones del diseño del controlador del Convertidor Reductor.

Especificaciones de la Respuesta Transitoria	PID
Porcentaje de sobretiro (M_p)	10%
Tiempo de Establecimiento (t_s)	10 μ s

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

El Controlador se lo realizó mediante Matlab de modo que se va dando valores a α hasta que el PID cumpla los requisitos de diseño.

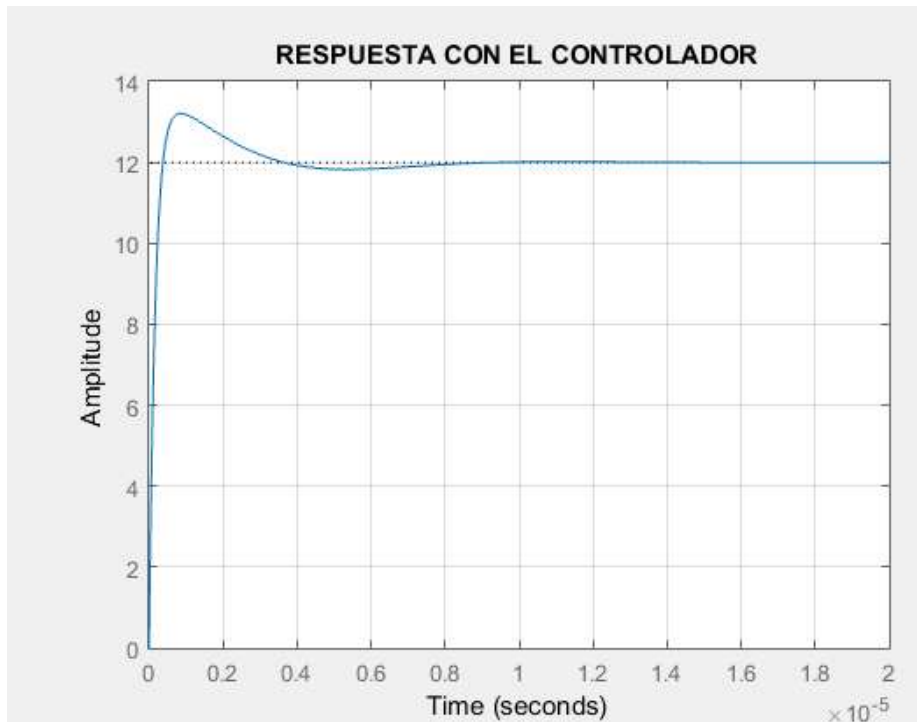


Figura 11-2: Curva de Respuesta del Conversor Reductor Incorporado un controlador PID.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Como se observa en Figura 11-2 el sistema en lazo cerrado cumple con las especificaciones de diseño satisfactoriamente, permitiendo tener una respuesta suave de todo el sistema.

2.5.1.2 Fuente Elevadora

2.5.1.2.1 Modelado Promediado en el Espacio de Estados

Para la obtención de la función de transferencia del conversor elevador se realiza el mismo procedimiento propuesto por (Middlebrook and Čuk, 1977) y desarrollado en (Hart, 2001) se obtiene los espacios de estado para el interruptor “on” como para “off”, y posterior a esto se realiza el promediado de dichos espacio de estados, considerando que las variables tienen un efecto continuo y un efecto fluctuante.

Si se halla las ecuaciones que describan las mallas del Conversor Elevador con el interruptor cerrado de la Figura 17-1 se obtiene:

Malla 1:

$$V_L = V_i$$

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = V_i$$

Ecuación 34-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente elevadora.

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_i}{L}$$

Malla 2:

$$V_c = -V_o$$

$$V_c = -i_2 R$$

$$i_2 = -\frac{V_c}{R}$$

$$C \frac{\partial V_c}{\partial t} = -\frac{V_c}{R}$$

Ecuación 35-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “on” fuente elevadora.

$$\frac{\partial V_c}{\partial t} = -\frac{V_c}{RC}$$

Ecuación de estado:

$$\dot{x}_a = A_1 x + B_1 u$$

Ecuación 36-2: Ecuación de estado para el interruptor en “on” fuente elevadora.

$$\dot{x}_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

Salida:

$$y_a = C_1 x$$

$$y_a = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$y_a = V_c$$

Mientras que si se halla las ecuaciones que describan las mallas del Conversor Elevador con el interruptor abierto de la Figura 18-1 se obtiene:

Malla 1:

$$-V_i + V_L + V_c = 0$$

$$V_L = V_i - V_c$$

$$L \frac{\partial i_L}{\partial t} = V_i - V_c$$

Ecuación 37-2: Variación de la corriente del inductor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente elevadora.

$$\frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{V_i - V_c}{L}$$

Malla 2:

$$i_c = i_L - i_2$$

$$C \frac{\partial V_c}{\partial t} = i_L - \frac{V_c}{R}$$

Ecuación 38-2: Variación del voltaje del capacitor en el tiempo para el interruptor en “off” fuente elevadora.

$$\frac{\partial V_c}{\partial t} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC}$$

Ecuación de estado:

$$\dot{x}_b = A_2 x + B_2 u$$

Ecuación 39-2: Ecuación de estado para el interruptor en “off” fuente elevadora.

$$\dot{x}_b = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

Salida

$$y_b = C_2 x$$

$$y_b = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix}$$

$$y_b = V_c$$

Similar al procedimiento de la planta anterior para la obtención de la Ecuación de estado total de la fuente Elevadora se procede a obtener un promediado de dichos espacios partiendo desde la Ecuación 40-2 y desarrollándola.

Ecuación 40-2: Ecuación de estado total promediada en el espacio de estados fuente elevadora.

$$\dot{x} = \dot{x}_a d + \dot{x}_b (1 - d)$$

$$\dot{x} = [A_1 d + A_2 (1 - d)]x + [B_1 d + B_2 (1 - d)]V_s$$

$$\dot{x} = [(A_1 - A_2)d + A_2]x + [(B_1 - B_2)d + B_2]V_s$$

Mientras que la ecuación total de estado para la salida esta descrita por la Ecuación 41-2:

Ecuación 41-2: Ecuación de estado total para la salida fuente elevadora.

$$y = y_a d + y_b (1 - d)$$

$$y = [C_1 d + C_2 (1 - d)]x$$

$$y = [(C_1 - C_2)d + C_2]x$$

Igual que en el modelado anterior se utilizan los parámetros descritos en Ecuación 16-2, de tal forma que se pueda hacer un análisis de la parte constante y fluctuante, así

Al reemplazar en la Ecuación 40-2 las expresiones descritas en la Ecuación 16-2 y desarrollando se obtiene finalmente la Ecuación 42-2:

Ecuación 42-2

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & (A_1 - A_2)Dx + (A_1 - A_2)\tilde{d}\tilde{x} + A_2x + (A_1 - A_2)D\tilde{x} + (A_1 - A_2)\tilde{d}\tilde{x} + A_2\tilde{x} \\ & + (B_1 - B_2)DV_s + (B_1 - B_2)\tilde{d}V_s + B_2V_s \end{aligned}$$

Si se tiene en cuenta que se pueden despreciar los términos que poseen 2 o más términos que fluctúan como es el caso de $(A_1 - A_2)\tilde{d}\tilde{x}$ entonces:

Ecuación 43-2

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} = & [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]D + [(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d} \\ & + A_2x + B_2V_s \end{aligned}$$

Al observar la Ecuación 43-2 se puede notar que dicha expresión tiene términos constantes y fluctuantes por lo que se procede a igualarlos, así:

Ecuación 44-2: Términos constantes fuente elevadora.

$$[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]D + A_2x + B_2V_s = 0$$

Ecuación 45-2: Términos Fluctuantes fuente elevadora.

$$[(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x} + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d} = \tilde{x}$$

De la misma manera en la Ecuación 41-2 se procede a reemplazar las expresiones descritas en la Ecuación 16-2, y desarrollando las mismas se llega a la Ecuación 46-2:

Ecuación 46-2

$$V_0 + \tilde{v}_0 = (C_1 - C_2)Dx + (C_1 - C_2)\tilde{d}x + C_2x + (C_1 - C_2)D\tilde{x} + C_2\tilde{x}$$

Se procede a igualar los términos constantes y fluctuantes:

Ecuación 47-2: Términos constantes para la salida fuente elevadora.

$$V_0 = (C_1 - C_2)D + C_2x$$

Ecuación 48-2: Términos fluctuantes para la salida fuente elevadora.

$$\tilde{v}_0 = (C_1 - C_2)\tilde{d}x + (C_1 - C_2)D\tilde{x} + C_2\tilde{x}$$

Para la obtención de la función de transferencia trabajamos con las expresiones de los términos fluctuantes específicamente la Ecuación 45-2 y la Ecuación 48-2, llevándolos a términos de la Transformada de Laplace, así:

$$s\tilde{x}(s) = [(A_1 - A_2)D + A_2]\tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\{sI - [(A_1 - A_2)D + A_2]\}\tilde{x}(s) = [(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\tilde{x}(s) = \{sI - [(A_1 - A_2)D + A_2]\}^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Ecuación 49-2

$$\tilde{x}(s) = \{sI - [A_1D + A_2(1 - D)]\}^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Si se sustituye A por $A_1D + A_2(1 - D)$ en la Ecuación 49-2, entonces:

Ecuación 50-2

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)\tilde{d}(s)x + (C_1 - C_2)D\tilde{x}(s) + C_2\tilde{x}(s)$$

Ecuación 51-2

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)\tilde{d}(s)x + [(C_1 - C_2)D + C_2]\tilde{x}(s)$$

Si se sustituye C por $[(C_1 - C_2)D + C_2]$ y la Ecuación 49-2 en la Ecuación 51-2, se tiene:

$$\tilde{v}_{0(s)} = (C_1 - C_2)x\tilde{d}(s) + C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s]\tilde{d}(s)$$

Ecuación 52-2: Función de transferencia del convertidor elevador en términos de matrices.

$$\frac{\tilde{v}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)x + (B_1 - B_2)V_s(s)] + (C_1 - C_2)x$$

Las matrices de la Ecuación 52-2, están descritas anteriormente por lo que se reemplaza en la expresión anterior así:

$$M^{-1} = [sI - A]^{-1} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D}{L} \\ \frac{D-1}{C} & sRC + 1 \end{bmatrix}$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(M)} \text{ADJ}(M)$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(A)} [\text{COF}(M)]^T$$

$$\det(M) = \frac{s^2RC + s}{RC} - \left(\frac{D-1}{C}\right) \left(\frac{1-D}{L}\right)$$

$$\det(M) = \frac{s^2RLC + sL + R(1-D)^2}{RLC}$$

$$\text{COF}(M) = \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{1-D}{C} \\ \frac{D-1}{L} & s \end{bmatrix}$$

$$\text{COF}(M)^T = \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & s \end{bmatrix}$$

$$M^{-1} = \frac{1}{\det(M)} \text{ADJ}(M)$$

$$M^{-1} = \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R(1-D)^2} \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & s \end{bmatrix}$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 1] \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R(1-D)^2} \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & s \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \right]$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 1] \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R(1-D)^2} \begin{bmatrix} \frac{sRC + 1}{RC} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_0}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix}$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = [0 \quad 1] \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R(1-D)^2} \begin{bmatrix} \frac{(sRC + 1)V_0}{RLC} & \frac{i_L(1-D)}{LC} \\ \frac{(1-D)V_0}{LC} & -\frac{i_L s}{C} \end{bmatrix}$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = \frac{RLC}{s^2RLC + sL + R(1-D)^2} \left[\frac{(1-D)V_0 - \frac{LV_0s}{(1-D)R}}{LC} \right]$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}} \left[\frac{R(1-D)^2V_0 - LV_0s}{(1-D)R} \right]$$

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = -\frac{V_0}{RC} \left[\frac{R(1-D)^2 - Ls}{(1-D)} \right] \frac{\frac{1}{L}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}}$$

Ecuación 53-2: Función de Transferencia de la dinámica del convertidor en lazo abierto.

$$\frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = -\frac{V_0}{RC(1-D)} \frac{\frac{sL - R(1-D)^2}{L}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}}$$

2.5.1.2.2 Diseño del Controlador

Como el modelo matemático de la planta es conocido (función de transferencia), se puede aplicar el método de las reglas de Sintonías de Ziegler and Nichols, para sintonizar el controlador en este caso y basado en la teoría el regulador escogido es un PID, con la idea de garantizar la dinámica de la planta ante perturbaciones y el efecto adicional que estas pueden producir.

La Ecuación 53-2 define la función de transferencia de la dinámica de la planta en lazo abierto como:

$$G_p(s) = \frac{\tilde{V}_{0(s)}}{\tilde{d}(s)} = \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{s - \frac{L - R(1-D)^2}{L}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}}$$

De donde se tiene que la respuesta dinámica de la planta ante una entrada escalón unitario sin el controlador tiene por respuesta la Figura 12-2.

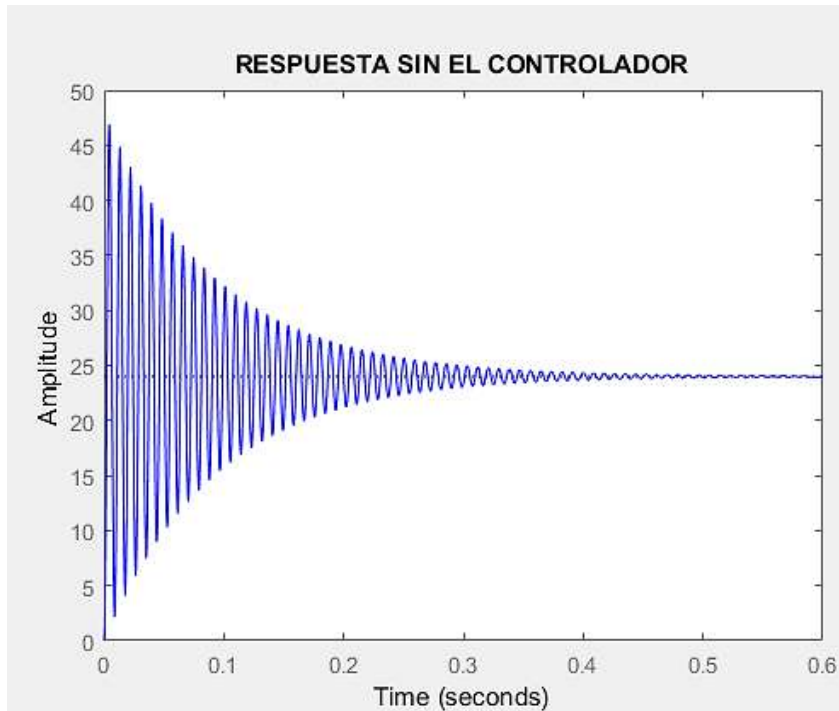


Figura 12-2: Curva de Respuesta a un Escalón Unitario de la planta en lazo abierto.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Basado en la Figura 25-1 se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado del modo siguiente.

Ecuación 54-2: FT en Lazo Cerrado para un Controlador kp.

$$G_{LC}(s) = \frac{KpG_p(s)}{1 + KpG_p(s)}$$

Reemplazando y operando la Ecuación 53-2 en la Ecuación 54-2 se tiene que:

$$G_{LC}(s) = \frac{Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{s - \frac{R(1-D)^2}{L}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}}}{1 + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{s - \frac{R(1-D)^2}{L}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}}}$$

$$G_{LC}(s) = \frac{Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} (s - \frac{R(1-D)^2}{L})}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC} + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} (s - \frac{R(1-D)^2}{L})}$$

Ecuación 55-2: FT de la dinámica del convertidor elevador en lazo cerrado.

$$G_{LC}(s) = \frac{Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \left(s - \frac{R(1-D)^2}{L} \right)}{s^2 + \left(\frac{1}{RC} + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \right) s + \left[\frac{(1-D)^2}{LC} - Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right]}$$

Entonces se puede emplear el criterio de la estabilidad de Routh-Hurwitz para encontrar la ganancia crítica K_{cr} y las frecuencias de las oscilaciones sostenidas ω_{cr} , donde $\frac{2\pi}{\omega_{cr}} = P_{cr}$. Estos últimos valores se pueden determinar a partir de los puntos de cruce de las ramas del lugar de las raíces con el eje $j\omega$.

La idea es hallar el valor de Kp o K_{cr} que hace a nuestro sistema marginalmente estable, como la ecuación característica en lazo cerrado la cual viene definida por:

Ecuación 56-2: Ecuación Característica de la FT Elevador.

$$s^2 + \left(\frac{1}{RC} + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \right) s + \left[\frac{(1-D)^2}{LC} - Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right] = 0$$

De la Ecuación 56-2 se obtienen los coeficientes de la matriz de Routh-Hurwitz así:

$$\begin{array}{l} s^2 \quad \quad \quad 1 \quad \quad \quad \frac{(1-D)^2}{LC} - Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \\ s^1 \quad \quad \quad \frac{1}{RC} + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \\ s^0 \quad \frac{(1-D)^2}{LC} - Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \end{array}$$

Operando los coeficientes de la primera columna y garantizando que no existan cambios de signo condición sumamente importante en este criterio se puede calcular Kp así:

$$\begin{aligned} \frac{1}{RC} + Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} &\geq 0 \\ Kp &\geq \frac{RC(1-D)}{V_0RC} \\ Kp &\geq \frac{(1-D)}{V_0} \\ \frac{(1-D)^2}{LC} - Kp \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} &\geq 0 \\ \frac{(1-D)^2}{LC} + Kp \frac{V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} &\geq \frac{-RLC(1-D)^3}{V_0LCR^2(1-D)^2} \end{aligned}$$

$$\frac{(1-D)^2}{LC} + Kp \frac{V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \geq \frac{-(1-D)}{V_0R}$$

$$\frac{-(1-D)}{V_0R} \leq Kp \leq \frac{(1-D)}{V_0}$$

Claramente se ve que la ganancia crítica para la dinámica del convertidor de energía presentará oscilaciones sostenidas en:

Ecuación 57-2: Ganancia Crítica Planta Elevador

$$k_{cr} = \frac{1-D}{V_0} = \frac{1-0,5}{24V} = 0,021$$

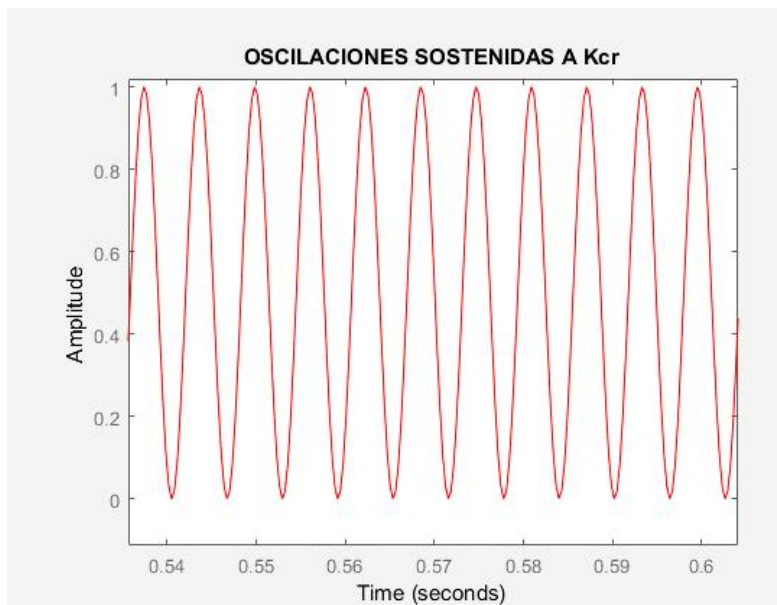


Figura 13-2: Respuesta de la planta ante una entrada escalón unitario a kcr.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Con la ganancia crítica fijada la ecuación característica viene a ser:

Ecuación 58-2: Ecuación Característica con Kcr.

$$s^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \right) s + \left[\frac{(1-D)^2}{LC} - \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right] = 0$$

La idea es hallar la frecuencia de oscilación sostenida para lo cual se sustituye $s = jw$ en la ecuación característica:

$$(jw)^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \right) jw + \left[\frac{(1-D)^2}{LC} - \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right] = 0$$

$$w^2 + \left(\frac{1}{RC} + \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \right) jw + \left[\frac{(1-D)^2}{LC} - \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right] = 0$$

Ecuación 59-2: Frecuencia de Oscilación.

$$\omega_{cr} = \sqrt{\left[\frac{(1-D)^2}{LC} - \frac{1-D}{V_0} \frac{-V_0}{RC(1-D)} \frac{R(1-D)^2}{L} \right]}$$

$$\omega_{cr} = 1,01 * 10^3$$

Así el periodo de oscilación sostenida viene determinado por:

Ecuación 60-2: Periodo de Oscilación.

$$P_{cr} = \frac{2\pi}{\omega_{cr}} = \frac{2\pi}{1,01 * 10^3} = 0,0062$$

Se hace referencia a la Tabla 2-1, para obtener los valores de las constantes k_p, t_i, t_d así:

$$k_p = 0,6 * k_{cr} = 0,6(0,021) = 0,0125$$

$$t_i = 0,5 * P_{cr} = 0,5(0,0062) = 3,1 * 10^{-3}$$

$$t_d = 0,125 * P_{cr} = 0,125(0,0062) = 7,75 * 10^{-4}$$

Por lo tanto la función de transferencia del controlador PID es:

Ecuación 61-2: FT Controlador PID.

$$G_c(s) = \frac{3,015 * 10^{-8}s^2 + 3,883 * 10^{-5}s + 0,0125}{0,003106s}$$

A continuación se realiza un breve análisis de la respuesta al escalón unitario del sistema y se obtiene:

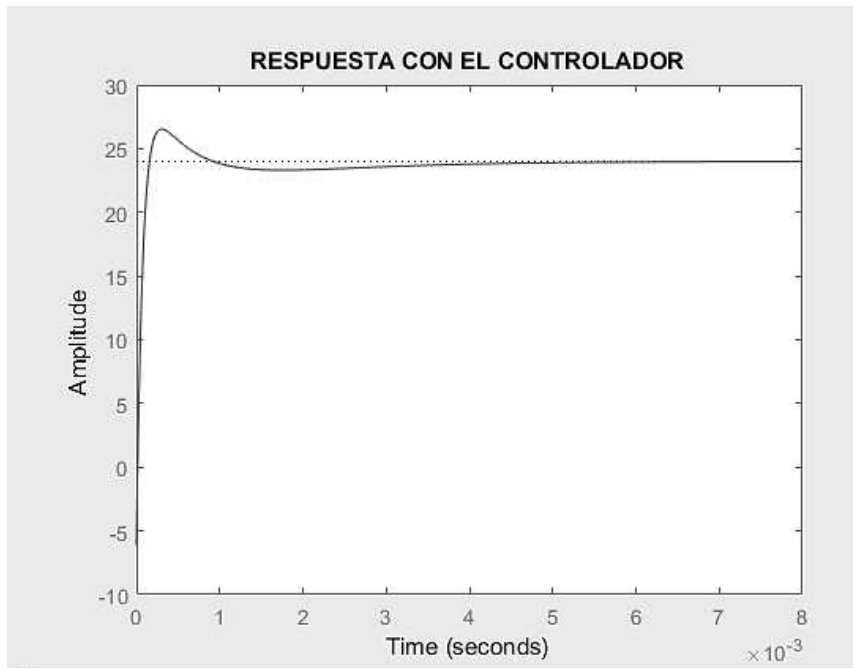


Figura 14-2: Curva de Respuesta a un Escalón Unitario de la planta controlada por un PID diseñado por la regla de sintonía de Ziegler-Nichols.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Evaluando la respuesta transitoria de la dinámica de la planta se consideran los siguientes aspectos que se resumen en la Tabla 10-2.

Tabla 10-2: Consideraciones de la Respuesta Transitoria.

Especificaciones de la Respuesta Transitoria	PID
Tiempo de Subida (t_r)	8,61ms
Porcentaje de sobretiro (M_p)	5,1%
Tiempo de Establecimiento (t_s)	42,6ms

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Es interesante observar que los valores obtenidos son bastante aceptables pero se debe señalar que el método de diseño del controlador (Z-N), proporciona un buen punto de partida para una sintonía más fina.

2.5.2 Algoritmo de Programación

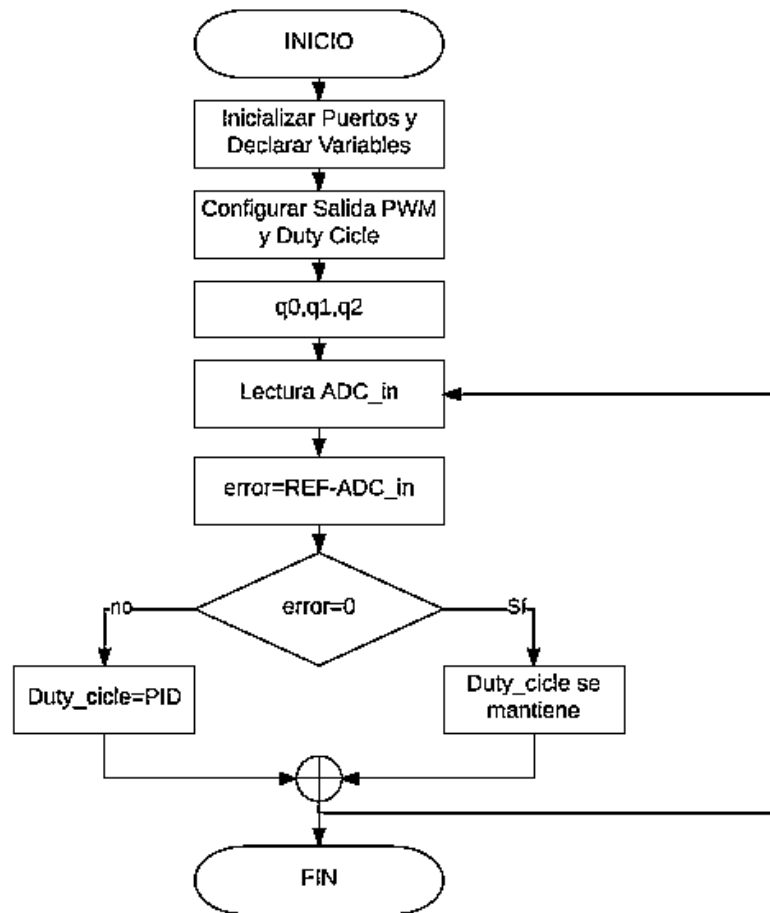


Figura 15-2: Diagrama de Flujo del algoritmo implementado para el Control de los Convertidores DC/DC.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

2.5.2.1 Inicio

Es la parte principal del programa aquí se detalla las librerías, funciones, que más adelante van a ser usadas por el microcontrolador, así como las variables empleadas a lo largo de la programación, tomando en cuenta que el bucle se estará repitiendo indefinidamente.

2.5.2.2 Puertos y PWM

En este bloque lo que se hace es habilitar los puertos del microcontrolador, definirlos según sea el caso como entrada o salida mediante registros TRISx, así el puerto A se definirá como entradas analógicas.

Con respecto al PWM, el microcontrolador 16f877A, dispone de dos módulos generadores de modulación por ancho de pulso, cabe recordar que el PWM consiste en una serie de pulsos cuadrados de una frecuencia constante y un ancho de pulso variable, que determinaran la energía que se debe transmitir en los convertidores.

Para la configuración del PWM se hace uso de la instrucción PWM1_init (40000); la cual nos dice que se hace referencia al módulo CCP1, y con una frecuencia constante de 40KHz esta rutina debe ser llamada antes de usar otras funciones de la librería PWM, además se inicializa el módulo PWM con la sentencia PWM1_start (); y un ancho de pulso de 0 así PWM1_Set_Duty (au).

2.5.2.3 Variables

Se define un conjunto de variables las cuales se mencionaron en el inicio del algoritmo, entre ellas la el V_{ref} , las constantes del controlador k_p, t_i, t_d , la variable que almacenara la lectura del sensor, las variables q_0, q_1, q_2 entre otras de acuerdo a la necesidad que se vaya presentando en el desarrollo de la lógica de programación.

Una de las variables más importantes es la del error de medida este se obtiene de la diferencia entre un valor de referencia y el valor de lectura (ADC) proporcionado por el sensor de retroalimentación, además también se tienen el error una muestra antes y el error dos muestras antes y lógicamente la variable de control que pasará a ser el ciclo de trabajo.

2.5.2.4 Controlador

En esta subrutina lo que se hace es calcular la señal de control como una función del error de medida que dependerá de la técnica de control empleada en la sección del Diseño de la Estrategia de Control. Esta señal de control gobernará la conmutación del MOSFET debiendo ser direccionada por uno de los puertos CCP.

La rutina de control en términos generales viene dada por el siguiente ciclo de algoritmo indefinido:

1. Esperar a que se cumpla el tiempo de muestreo T.
2. Leer $y(k)$.
3. Calcular $e(k) = r(k) - y(k)$.
4. Calcular $u(k)$ según la expresión presentada en la sección Diseño de controladores discretos.
5. Aplicar $u(k)$.
6. Actualizar $u(k-1)$, $e(k-1)$, $e(k-2)$.

2.6 Etapa Fuentes Auxiliares

Los niveles de tensión de los diferentes elementos semiconductores, no son los mismos, así se presenta la necesidad de diseñar una fuente con los voltajes necesarios para el módulo convertidor.

La descripción presentada con anterioridad muestra un resumen general de las etapas que componen el módulo de entrenamiento del convertidor DC/DC, a lo largo de este capítulo se ampliarán el diseño y la construcción de cada una de las etapas antes mencionadas.

En la siguiente figura se muestra la disposición de los elementos para las fuentes necesarias en el prototipo tenemos una fuente regulable de 1,2V-30V para alimentar los conversores, una fuente de 5V para la alimentación del PIC, y una fuente de 15V necesarios para alimentar el driver de disparo, para las fuentes de alimentación se hace uso de los integrados de la familia LM78XXX, LM317 y LM338K que son reguladores lineales.

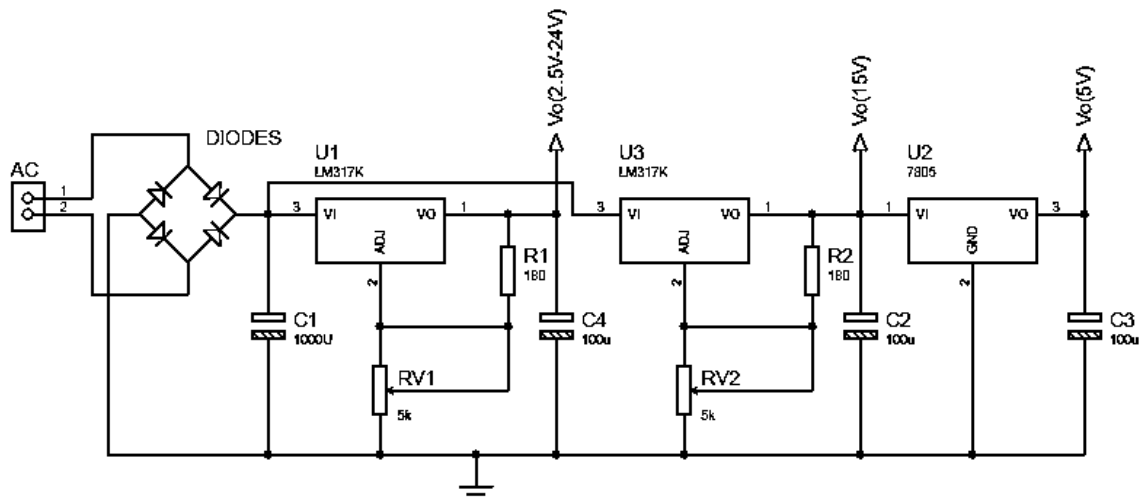


Figura 16-2: Circuito diseñado para las Fuentes Auxiliares en el módulo.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

La Figura 16-2 muestra las partes más sobresalientes de este diseño así tenemos la rectificación, el filtrado, y la regulación siendo esta última una sobre la cual se debe tener mayor cuidado porque el regulador indica las limitaciones de la fuente es decir cuando existen variaciones en el consumo de corriente en la carga, de manera que una mala elección del regulador de tensión bajo consideraciones de corriente y voltaje produce un mal funcionamiento de los circuitos a los cuales esta alimenta.

CAPITULO III

3 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.

3.1 Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en las pruebas realizadas en base a los objetivos planteados al módulo incorporando tanto el *hardware* y *software*, mismos resultados que cumplen con los requerimientos presentados en el capítulo anterior.

3.2 Convertidor Reductor

3.2.1 *Error en estado Estacionario*

El siguiente análisis estadístico se lo realiza a partir de mediciones realizadas de tal forma que se pueda cuantificar la desviación que existe entre un valor medido y un valor de referencia pudiendo así obtener una media estimada del voltaje promedio de salida del Conversor Reductor.

Tabla 1-3: Error en estado Estacionario ante la variación de Carga Conversor Reductor.

RL(Ω)	Vo(V) Referencia	Vo(V)real	Error en estado Estable
100	12	12,22	-0,22
66,67	12	12,25	-0,25
50	12	12,28	-0,28
40	12	12,30	-0,30
33,33	12	12,25	-0,25
28,57	12	12,18	-0,18

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Con estos datos se realiza un análisis descriptivo de donde se obtiene la Tabla 2-3.

Tabla 2-3: Estadística Descriptiva Conversor Reductor.

Estadística Descriptiva	
Media	12,25
Error típico	0,02
Mediana	12,25
Moda	12,25
Desviación estándar	0,04
Varianza de la muestra	0,00
Curtosis	-0,04
Coefficiente de asimetría	-0,49
Rango	0,12
Mínimo	12,18
Máximo	12,30
Suma	73,48
Cuenta	6,00

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017

El valor de la desviación media del voltaje de salida es de 0,036, donde el voltaje que proporciona el convertidor es de:

$$V_{salida} = X_m \pm S$$

$$V_{salida} = (12.25 \pm 0,042)V$$

3.2.2 *Eficiencia ante la Variación de Carga*

Para realizar esta prueba se realizó un muestreo de 2000 puntos con ayuda del osciloscopio ACUTE, con una frecuencia de conmutación de 40KHz, estos datos recogidos fueron tratados en el software computacional MATLAB donde mediante código de programación se pudieron obtener los valores medios tanto de corriente y voltaje necesarios para calcular la potencia de entrada y la potencia de salida y así aplicando la Ecuación 2-3 se obtiene el rendimiento del convertidor ante la variación de carga presentando en la Tabla 3-3 de resultados.

Las pérdidas de potencia invertidas en conmutación se definen mediante la siguiente ecuación:

Ecuación 1-3: Potencia invertida en Conmutación

$$P_{cc} = P_s - P_o$$

Y la eficiencia incluidas las pérdidas de la puede definir como:

Ecuación 2-3: Eficiencia del Convertor incluyendo las Pérdidas por conmutación

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{cc}} * 100$$

Tabla 3-3: Eficiencia ante la variación de carga Convertor Reductor.

RL(Ω)	Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n (%)	Pcc(W)
100,00	0,06	1,51	0,13	1,49	98,74	0,02
66,67	0,09	2,19	0,18	2,16	98,25	0,04
50,00	0,12	2,88	0,24	2,82	97,93	0,06
40,00	0,16	3,81	0,32	3,69	96,86	0,12
33,33	0,20	4,70	0,38	4,42	94,06	0,28
28,57	0,24	5,50	0,44	5,14	93,33	0,37

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Para el cálculo de la Potencia empleada en conmutación se utilizó la ecuación Ecuación 1-3, como es evidente existe un relación proporcional entre en aumento de carga y el ciclo de trabajo, además se puede observar un incremento en las pérdidas por conmutación a medida que aumenta el ciclo de trabajo.

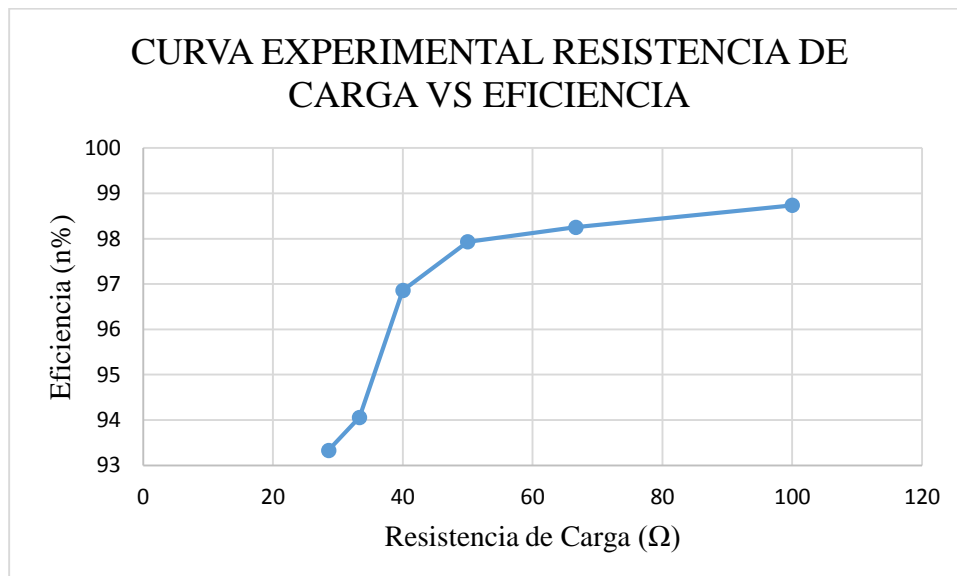


Gráfico 1-3: Relación Eficiencia vs Resistencia de Carga Convertor Reductor.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Como se observa en Gráfico 1-3 la relación entre eficiencia y carga se presenta de forma lineal cuando el valor óhmico de la resistencia de carga es alto, mientras que si el valor resistivo es bajo, la relación entre estos dos parámetros se asemeja a una función exponencial, es decir a medida que la Resistencia de Carga decrece aumenta considerablemente las pérdidas en conmutación.

3.2.2.1 Estudio de las pérdidas por conmutación.

Las pérdidas por conmutación son aquellas potencias consumidas en los interruptores electrónicos, debido a que el cambio de estados de “on” a “off” y viceversa no se realiza instantáneamente, esto debido a que los interruptores no son ideales y requieren de un tiempo de cerrado y apertura, este tiempo se hace menos evidente cuando el interruptor está trabajando a frecuencias de conmutación bajas y por ende el periodo de la señal de control de la Figura 1-3 es relativamente grande dando como consecuencia que los tiempo de bajada y subida sean despreciables por tanto la potencia disipada es baja, para el caso de trabajar en frecuencias altas los tiempos de transición se hacen más notables de forma que la potencia disipada será más grande.

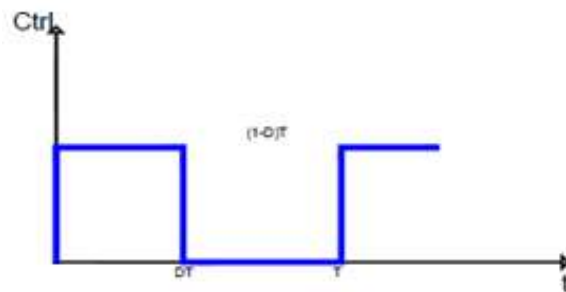


Figura 1-3: Señal de Control del Interruptor Electrónico.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

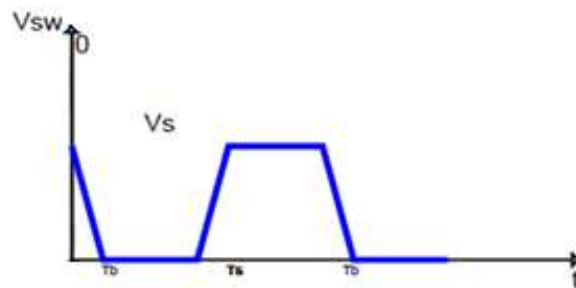


Figura 2-3: Gráfica de la Tensión en el Interruptor.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

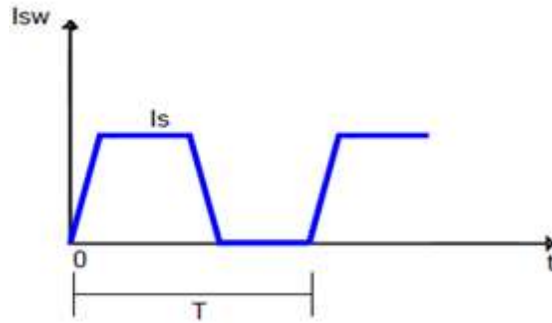


Figura 3-3: Gráfica de la Corriente en el Interruptor.

Fuente: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Si se observa la forma de onda del voltaje en el interruptor descrito en la Figura 2-3 y la forma de onda de la corriente descrito por la Figura 3-3 se podría realizar el cálculo de la potencia en los tramos $0 \leq t \leq T_b$ y $DT \leq t \leq DT + T_s$, de tal manera que la potencia media quedaría expresado por la Ecuación 3-3 así:

Ecuación 3-3: Potencia media disipada en conmutación en términos integrales.

$$P_{sw} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_b} \left(\frac{-V_s}{T_b} t \right) \left(\frac{I_s}{T_b} \right) dt + \int_{DT}^{DT+T_s} \left(\frac{V_s}{T_b} (t - DT) \right) \left(\frac{-I_s}{T_s} (t - DT) \right) + I_s dt \right]$$

De donde luego de integrar nos queda la expresión que determina las pérdidas que se presentan en el interruptor:

Ecuación 4-3: Potencia media disipada en conmutación.

$$P_{sw} = \frac{V_s I_s (T_s - 2T_b)}{6T}$$

De aquí se concluye que limitar la frecuencia de conmutación de cualquiera de los interruptores electrónicos es una prioridad para evitar su destrucción, en casos particulares es preferible tener frecuencias de conmutación bajas de modo que la disipación de potencia sea menor, como se ve en la Ecuación 4-3 las pérdidas por conmutación se incrementan a medida que la frecuencia de conmutación crece es decir existe una relación proporcional entre ambos factores.

Si se hace un análisis de $T_s - 2T_b$ presentando en Ecuación 5-3 dicho factor debe ser positivo, por lo que el análisis se extiende a la Ecuación 6-3 concluyendo que el tiempo de subida debe ser mayor a dos veces el tiempo de bajada.

Ecuación 5-3

$$T_s - 2T_b > 0$$

Ecuación 6-3

$$T_s > 2T_b$$

3.2.3 *Curvas Teórico-Experimentales del rizo de tensión en el capacitor y variación de corriente en el inductor ante la variación de carga.*

Tabla 4-3: Rizo en el Voltaje de Salida ante la variación de carga Reductor.

$R_L(\Omega)$	$V_o(V)$	V_{ORMS}	V_{OAC}	V_{MAX}	V_{MIN}	$\Delta V_o(V)$	Rizo
100,00	12,22	12,22	0,17	12,51	11,93	0,58	4,74
66,67	12,25	12,25	0,17	12,54	11,96	0,57	4,69
50,00	12,28	12,29	0,16	12,57	12,00	0,57	4,63
40,00	12,30	12,30	0,16	12,58	12,01	0,57	4,61
33,33	12,25	12,25	0,16	12,53	11,97	0,56	4,53
28,57	12,18	12,18	0,16	12,45	11,91	0,54	4,46

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

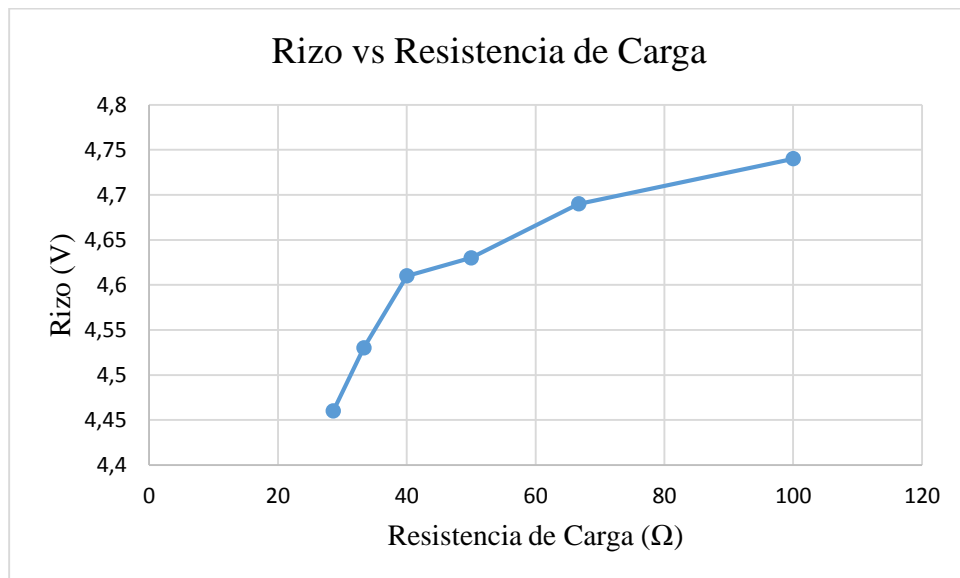


Gráfico 2-3: Relación Rizo de Voltaje y Resistencia de Carga Convertidor Elevador.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 5-3: Rizo en la corriente del inductor ante la variación de carga Conversor Reductor.

$R_L(\Omega)$	I_{LMEDIA}	I_{LRMS}	I_{LAC}	I_{MAX}	I_{MIN}	ΔI_L	Rizo de Corriente
100,00	0,14	0,18	0,12	0,28	0,00	0,28	200,00
66,67	0,18	0,22	0,13	0,36	0,00	0,36	200,00
50,00	0,22	0,23	0,06	0,32	0,12	0,20	88,56
40,00	0,29	0,30	0,07	0,41	0,17	0,24	81,94
33,33	0,35	0,36	0,07	0,48	0,23	0,25	71,07
28,57	0,42	0,43	0,07	0,54	0,30	0,24	56,57

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

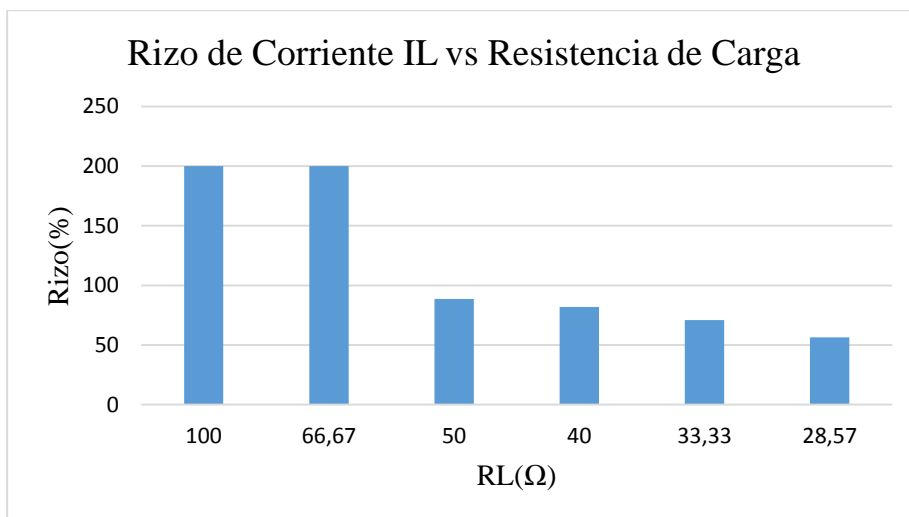


Gráfico 3-3: Rizo de Corriente IL vs Resistencia de Carga Conversor Reductor.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

La variación de corriente del Inductor en el Conversor Reductor se ve claramente que es afectado por la resistencia de carga esto debido a que el rizo de corriente tiene una relación proporcional con el valor óhmico de la resistencia de carga, es decir, para un valor óhmico alto el rizo de corriente será alto mientras que en el caso contrario el rizo de corriente será bajo.

3.2.4 Eficiencia del Convertidor ante la variación de frecuencia y resistencia de carga.

Tabla 6-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=20\text{KHz}$.

RL(Ω)	Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n (%)	Pcc(W)
100,00	0,06	1,47	0,12	1,46	99,41	0,01
66,67	0,09	2,13	0,18	2,11	99,18	0,02
50,00	0,12	2,89	0,24	2,84	98,24	0,05
40,00	0,16	3,68	0,31	3,61	98,01	0,07
33,33	0,19	4,51	0,37	4,37	96,87	0,14
28,57	0,23	5,36	0,44	5,14	95,98	0,22

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 7-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=30\text{KHz}$.

RL(Ω)	Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n (%)	Pcc(W)
100,00	0,06	1,50	0,12	1,48	99,05	0,01
66,67	0,09	2,22	0,19	2,19	98,94	0,02
50,00	0,12	2,92	0,24	2,86	98,08	0,06
40,00	0,16	3,68	0,31	3,58	97,40	0,10
33,33	0,19	4,38	0,36	4,20	95,77	0,19
28,57	0,23	5,40	0,44	5,11	94,63	0,29

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 8-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=50\text{KHz}$.

RL(Ω)	Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n (%)	Pcc(W)
100,00	0,06	1,40	0,12	1,38	98,01	0,03
66,67	0,09	2,20	0,18	2,15	97,52	0,05
50,00	0,13	2,98	0,25	2,87	96,21	0,11
40,00	0,17	3,89	0,32	3,71	95,45	0,18
33,33	0,20	4,77	0,38	4,46	93,61	0,30
28,57	0,23	5,34	0,42	4,94	92,58	0,40

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 9-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=60\text{KHz}$.

RL(Ω)	Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n (%)	Pcc(W)
100,00	0,06	1,39	0,12	1,35	97,30	0,04
66,67	0,09	2,18	0,18	2,11	96,87	0,07
50,00	0,13	2,97	0,24	2,82	95,06	0,15
40,00	0,16	3,81	0,31	3,61	94,59	0,21
33,33	0,20	4,65	0,36	4,29	92,12	0,37
28,57	0,23	5,32	0,42	4,83	90,76	0,49

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Como es evidente en las tablas anteriores se puede apreciar que a medida que aumenta la frecuencia de conmutación crece de forma proporcional la potencia consumida en conmutación, esto debido a que en frecuencias altas el tiempo de activación y desactivación de los Mosfet son apreciables.

Tabla 10-3: Potencia consumida en Conmutación (Pcc) en watts, ante la variación de Frecuencia.

F RL	20kHz	30kHz	40kHz	50kHz	60kHz
100	0,01	0,01	0,02	0,03	0,04
66,67	0,02	0,02	0,04	0,05	0,07
50	0,05	0,06	0,06	0,11	0,15
40	0,07	0,1	0,12	0,18	0,21
33,33	0,14	0,19	0,28	0,3	0,37
28,57	0,22	0,29	0,37	0,4	0,49

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

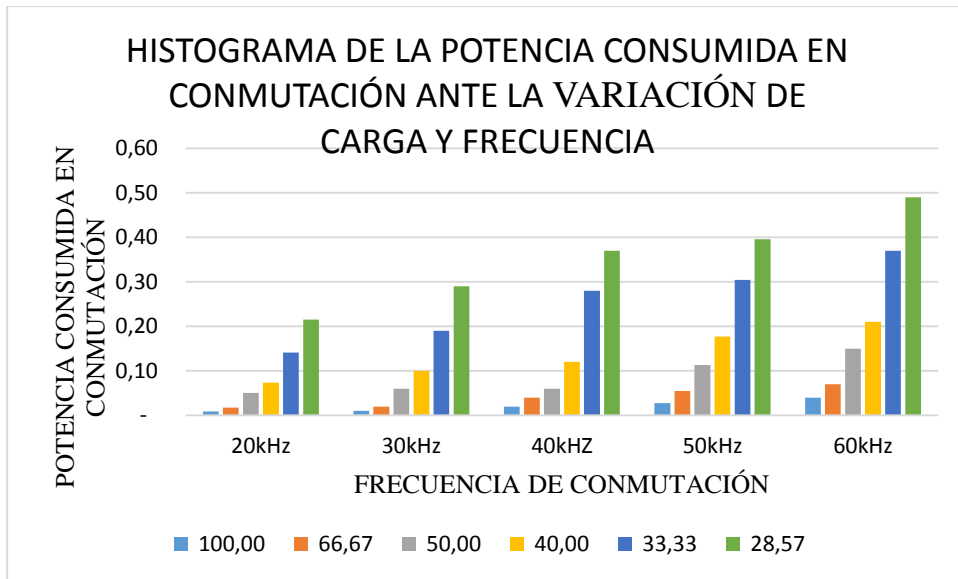


Gráfico 4-3: Relación entre la variación de Frecuencia y las Pérdidas por conmutación.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

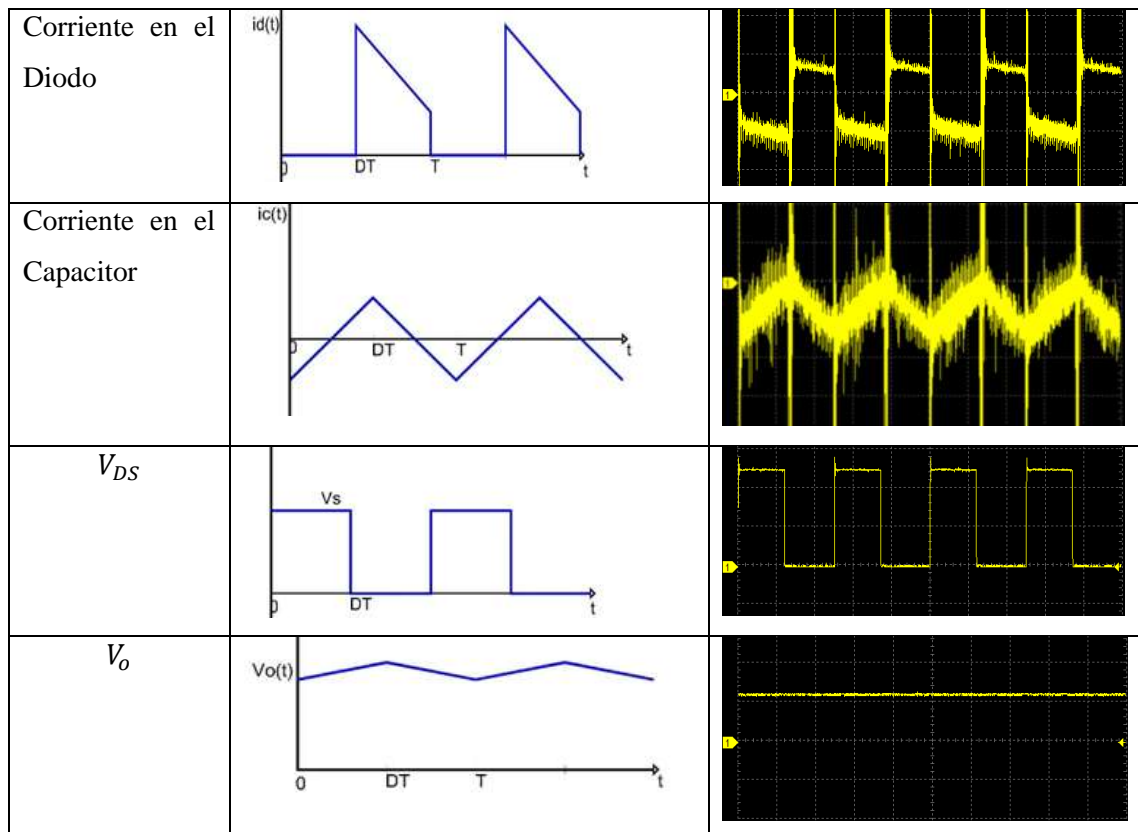
En el Gráfico 4-3 se observa el histograma que resume las pérdidas de conmutación a diferentes frecuencias y cargas óhmicas, el estudio arroja claramente que para frecuencias de conmutación superiores la pérdida de potencia es alta de tal modo que la eficiencia del convertidor puede verse comprometido.

3.2.5 Observación de las Formas de Onda

Las formas de onda que se detallan a continuación han sido tomadas con un osciloscopio Acute DS-1202, y se hace una comparativa entre la forma de onda teórica y real en la Tabla 11-3.

Tabla 11-3: Formas de Onda en el Convertidor Reductor.

Nombre de la Onda	Señal Teórica	Señal Medida
PWM		
Corriente en el Inductor		



Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Como se observa todas las señales medidas coinciden con las señales teóricas, aunque existen ciertos picos no deseados en las mediciones, que pueden ser causados por el retorno de corriente desde el filtrado comportándose como un circuito tanque, estos picos pueden ser suprimidos si se escoge un inductor lo suficientemente grande que elimine el rizo de corriente en el inductor.

3.3 Convertidor Elevador

3.3.1 Error en estado Estacionario

Los valores teóricos han sido cuantificados a partir de simulaciones y pruebas experimentales, todos basándose en el modo de conducción continua. Los resultados demuestran que la dinámica del sistema en lazo cerrado garantiza el funcionamiento del convertidor elevador, donde se corrige el ciclo de trabajo para que su señal permanezca suave. Se evalúa el error en estado estable, para verificar la calidad del controlador en el convertidor, frente a las cargas del sistema. (Cardona Herrera and Ospina Hurtado, 2015)

Las diferencias entre voltajes teóricos (referencia) y experimentales (reales) que se observa en la Tabla 12-3 se debe a que los datos teóricos de los componentes en los cuales se trabajan son

ideales (no hay pérdidas). Por otro lado, los datos experimentales tomados del módulo son componentes reales (hay pérdidas), debido a esto la tensión de salida tiene una pequeña variación.

Tabla 12-3: Error en estado Estacionario ante la variación de Carga Elevador.

RL(Ω)	Vo(V) Referencia	Vo(V)real	Error en estado Estable
100	24	23,508	0,492
66,67	24	23,9987	0,0013
50	24	24,2237	-0,2237
40	24	23,9757	0,0243
33,33	24	23,8993	0,1007
28,57	24	23,7532	0,2468

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Los datos recogidos se procesaron en un análisis estadístico descriptivo, como lo muestra en la Tabla 13-3 obteniendo como resultado una media de 23,8931 que representa un margen de error pequeño.

Tabla 13-3: Estadística Descriptiva Conversor Elevador.

Estadística Descriptiva	
Media	23,8931
Error típico	0,09919391
Mediana	23,9375
Moda	-
Desviación estándar	0,24297446
Varianza de la muestra	0,05903659
Curtosis	0,67768892
Coficiente de asimetría	-0,45957647
Rango	0,7157
Mínimo	23,508
Máximo	24,2237
Suma	143,3586
Cuenta	6

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

El valor de la desviación media del voltaje de salida es de 0,243, donde el voltaje que proporciona el convertidor es de:

$$V_{salida} = X_m \pm S$$

$$V_{salida} = (23,89 \pm 0,24)V$$

Basados en estos últimos resultados se puede ver que la media del voltaje de salida es bastante aceptable y cumple con los requerimientos planteados.

3.3.2 Eficiencia ante la Variación de Carga

Al igual que en el Conversor Reductor se realiza un muestreo de 2000 datos que son arrojados por el osciloscopio ACUTE, así aplicando la Ecuación 2-3 se obtiene el rendimiento del convertidor ante la variación de carga presentando en la Tabla 14-3 de resultados.

Tabla 14-3: Eficiencia ante la variación de carga Conversor Elevador.

$R_L(\Omega)$	$I_s(A)$	$P_s(W)$	$I_o(A)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$	$P_{cc}(W)$
100	0,5025	6,001	0,2379	5,593	93,2012	0,408
66,67	0,7946	9,5777	0,3651	8,7612	91,475	0,8165
50	1,0849	13,0447	0,4796	11,617	89,0554	1,4277
40	1,3743	16,4166	0,6013	14,4166	87,8173	2
33,33	1,6643	19,8022	0,7111	16,9948	85,8228	2,8074
28,57	1,9975	23,5994	0,8324	19,7722	83,7827	3,8272

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Además se presenta las pérdidas generadas por conmutación (P_{cc}) basado en la Ecuación 1-3, y como se esperaba las mismas van aumentando a medida que el ciclo de trabajo (D) crece, es decir cuando la carga demanda mayor corriente, el controlador es el encargado de compensar y garantizar el voltaje de salida constante.

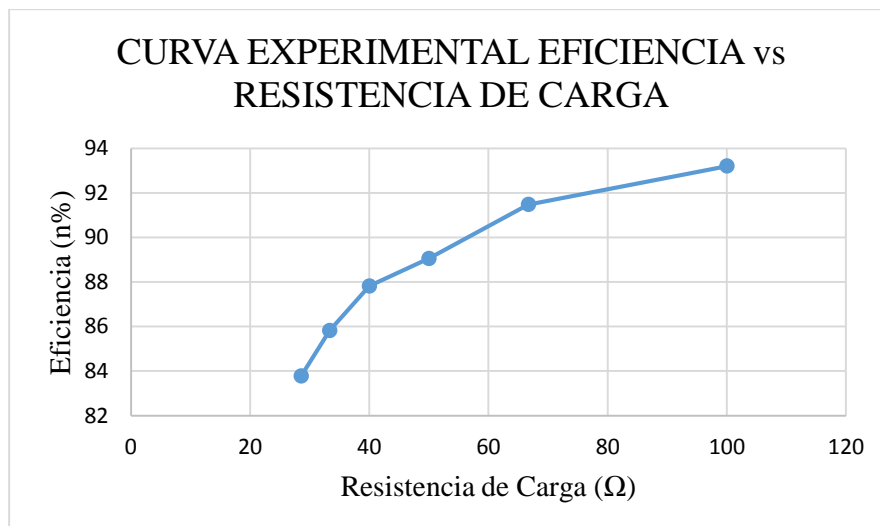


Gráfico 5-3: Relación Eficiencia vs Resistencia de Carga Conversor Elevador.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

El Gráfico 5-3, muestra claramente el comportamiento de la eficiencia el convertidor y claramente se observa que la eficiencia se aproxima al 100% cuando la demanda de corriente en la carga es menor, se verifica entonces que a medida que el ciclo de trabajo aumenta la eficiencia disminuye.

3.3.3 *Curvas Teórico-Experimentales del rizo de tensión en el capacitor y variación de corriente en el inductor ante la variación de carga.*

Los datos presentados en la Tabla 15-3 se muestra el rizo en el voltaje de salida (Vo), se analiza la Ecuación 14-1 definida así $\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf}$, a partir de la cual se muestra que a medida que la resistencia disminuye, el valor del rizado de tensión aumenta, sabiendo con anterioridad que la frecuencia y el condensador son valores fijos.

Tabla 15-3: Rizo en el Voltaje de Salida ante la variación de carga Conversor Elevador.

R_L(Ω)	V_o(V)	ΔV_o(V)	V_{o_max}(V)	V_{o_min}(V)	Rizo
100	23,508	0,674	23,845	23,171	0,0287
66,67	23,9987	0,6026	24,3	23,6974	0,0251
50	24,2237	0,682	24,5647	23,8827	0,0282
40	23,9757	0,6368	24,2941	23,6573	0,0266
33,33	23,8993	0,6326	24,2156	23,583	0,0265
28,57	23,7532	0,7179	24,11215	23,39425	0,0302

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

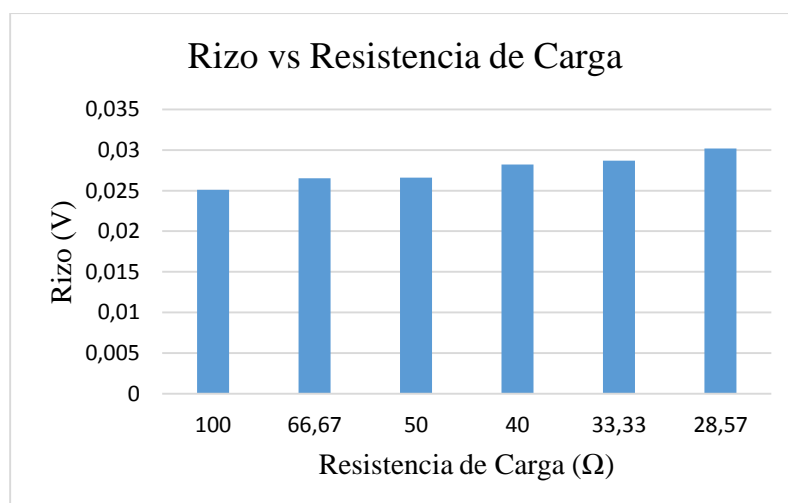


Gráfico 6-3: Relación Rizo de Voltaje y Resistencia de Carga Convertidor Elevador.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

El Gráfico 6-3, evidencia como el rizo de tensión aumenta cuando la resistencia de carga demanda mayor consumo de corriente. En los resultados mostrados se puede apreciar que el rizo es bastante pequeño esto debido a que se eligió un capacitor de un valor relativamente alto, con el objetivo de garantizar el menor rizo posible.

Para el rizo de corriente se toma como punto de partida garantizar el estado de conducción continua, para lo cual se realiza el muestreo de la corriente presente en el inductor ante la variación de la resistencia de carga, se muestran dos figuras a continuación:

Cuando $R_L = 100\Omega$, es decir, el convertidor demanda poca corriente se presenta la Figura 4-3:

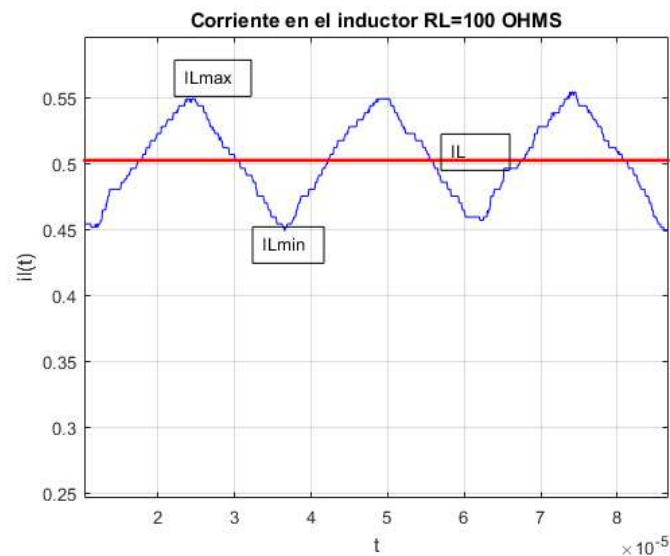


Figura 4-3: Corriente en el Inductor para la mínima resistencia de carga.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Cuando $R_L = 28,8\Omega$, es decir, el convertidor demanda mayor corriente se presenta la Figura 5-3:

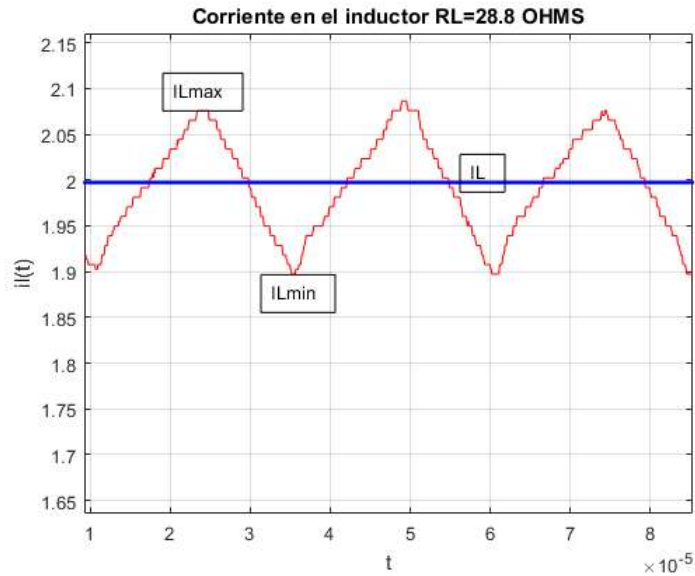


Figura 5-3: Corriente en el Inductor para la máxima resistencia de carga.

Realizado por: Mintal, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Es claro que notar que corriente en el inductor tiene una forma de onda triangular por lo que para hallar ΔI_L , es conveniente partir del valor RMS, de una onda triangular con una componente continua expresada así:

Ecuación 7-3: Corriente RMS en el inductor.

$$I_{LRMS} = \sqrt{I_L^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{3}\right)^2}$$

Despejando llegamos a la expresión:

Ecuación 8-3: Variación de Corriente en el Inductor.

$$\Delta I_L = 2\sqrt{3(I_{LRMS}^2 - I_L^2)}$$

Ecuación 9-3: Corriente mínima en el inductor.

$$I_{Lmin} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2}$$

Ecuación 10-3: Corriente máxima en el inductor.

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2}$$

De donde I_L , es hallada mediante la Ecuación 12-1 I_{LRMS} , se calcula con los datos medidos con base a la Ecuación 7-3, además se debe evidenciar que $I_{Lmin} > 0$, así se expone la Tabla 16-3 con los resultados obtenidos:

Tabla 16-3: Variación de corriente en el inductor ante la variación de carga Elevador.

$R_L(\Omega)$	$I_L(A)$	$\Delta I_L(A)$	$I_{L_max}(A)$	$I_{L_min}(A)$	Rizo (%)
100	0,5025	0,1	0,5525	0,4525	19,9
66,67	0,7946	0,135	0,8621	0,7271	16,98
50	1,0849	0,1445	1,15715	1,0127	13,32
40	1,3743	0,1612	1,4549	1,2937	11,73
33,33	1,6643	0,162	1,7453	1,5833	9,73
28,57	1,9975	0,1764	2,0857	1,9093	8,83

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

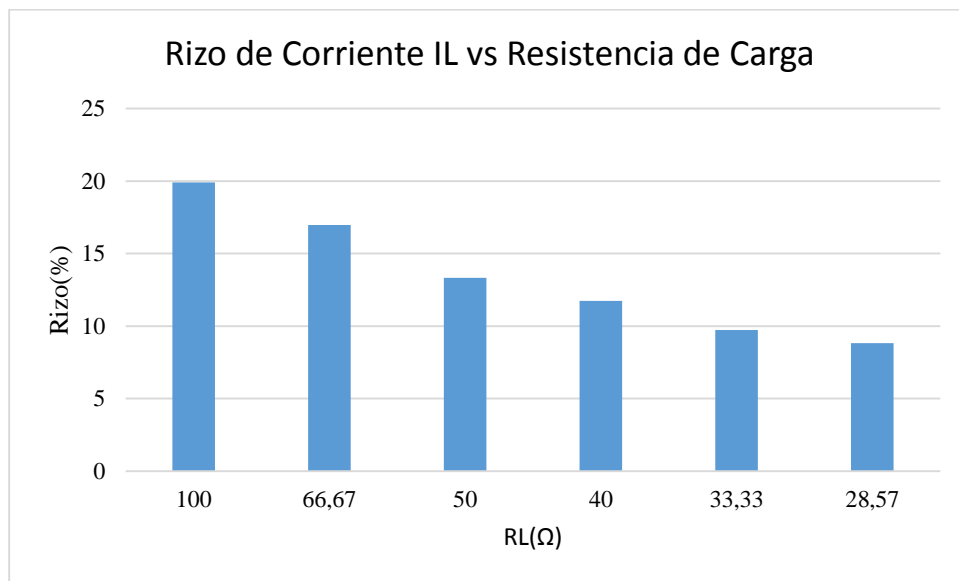


Gráfico 7-3: Relación de Rizo de Corriente en el inductor vs RL.

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

El Gráfico 7-3, permite ver el comportamiento del rizo de corriente ante la variación de carga, además el sistema garantiza la conducción continua, véase la Figura 4-3 y la Figura 5-3.

3.3.4 Eficiencia del Convertidor ante la variación de frecuencia y resistencia de carga.

De la misma manera que en las pruebas anteriores se toma como punto de partida la base de datos generadas por el osciloscopio y se realizaron los cálculos de la eficiencia basado en la Ecuación 2-3 y las pérdidas por conmutación definida por la Ecuación 1-3 para las frecuencias de 20, 30, 40, 50 y 60KHz y se obtuvieron los siguientes resultados:

Tabla 17-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=20\text{KHz}$.

Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n(%)	Pcc(W)
0,5182	6,3642	0,2419	6,1173	96,1205	0,2469
0,7979	9,6717	0,3591	9,0927	94,0135	0,579
1,1067	13,2829	0,4796	12,2232	92,0221	1,0597
1,3966	16,6571	0,6015	14,9974	90,0361	1,6597
1,7245	20,4081	0,7177	17,9995	88,1979	2,4086
2,1332	24,5269	0,8427	21,1079	86,0603	3,419

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 18-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=30\text{KHz}$.

Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n(%)	Pcc(W)
0,5037	6,0291	0,239	5,6685	94,0191	0,3606
0,7693	9,157	0,3549	8,4453	92,2279	0,7117
1,0631	12,6068	0,4789	11,3769	90,2442	1,2299
1,3492	15,9275	0,595	14,0197	88,022	1,9078
1,6932	19,8353	0,7151	17,0691	86,0542	2,7662

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 19-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=50\text{KHz}$.

Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n(%)	Pcc(W)
0,5379	6,4069	0,2409	5,8378	91,1174	0,5691
0,8074	9,4388	0,3417	8,3647	88,6204	1,0741
1,1125	13,0487	0,4655	11,2291	86,0554	1,8196
1,4024	16,3395	0,5616	13,7447	84,1195	2,5948
1,6097	18,9407	0,6417	15,5615	82,1591	3,3792
2,1031	24,7126	0,8161	19,7489	79,9143	4,9637

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Tabla 20-3: Eficiencia ante la variación de Carga a una $f_{con}=60\text{KHz}$.

Is(A)	Ps(W)	Io(A)	Po(W)	n(%)	Pcc(W)
0,5146	6,2854	0,235	5,6055	89,1829	0,6799
0,7809	9,4934	0,3494	8,2752	87,168	1,2182
1,0696	12,8674	0,464	10,9594	85,1719	1,908
1,283	15,3232	0,5341	12,7251	83,0447	2,5981
1,6651	19,7528	0,6857	16,0172	81,0883	3,7356
2,0501	23,8664	0,8022	18,8802	79,1079	4,9862

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

Como era de esperarse y sabiendo que siempre que existe la dualidad de tensión y corriente en los componentes se afirma que a medida que la frecuencia de conmutación aumenta también lo hacen las pérdidas por conmutación (Pcc), y de la misma forma si la frecuencia de conmutación disminuye también disminuye las pérdidas por conmutación.

Tabla 21-3: Potencia consumida en Conmutación (Pcc) en watts, ante la variación de Frecuencia.

F RL	20kHz	30kHz	40kHz	50kHz	60kHz
100	0,2469	0,3606	0,408	0,5691	0,6799
66,67	0,579	0,7117	0,8165	1,0741	1,2182
50	1,0597	1,2299	1,4277	1,8196	1,908
40	1,6597	1,9078	2	2,5948	2,5981
33,33	2,4086	2,7662	2,8074	3,3792	3,7356
28,57	3,419	3,812	3,8272	4,9637	4,9862

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

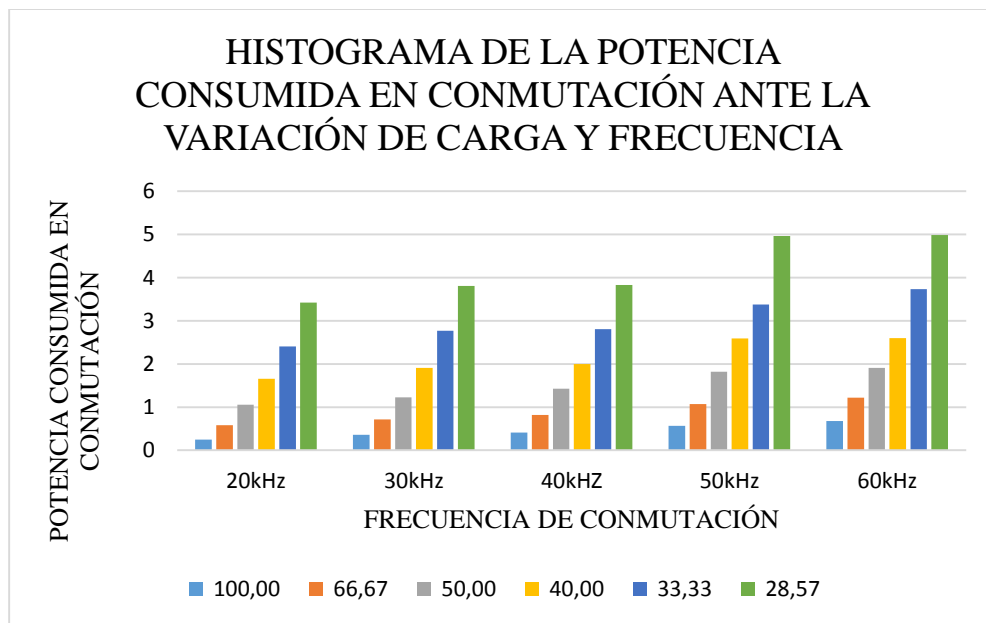


Gráfico 8-3: Relación entre la variación de Frecuencia y las Pérdidas por conmutación.

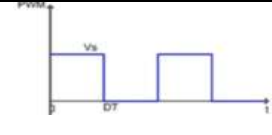
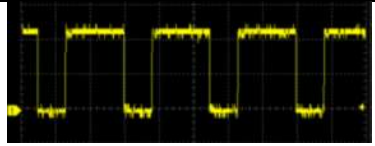
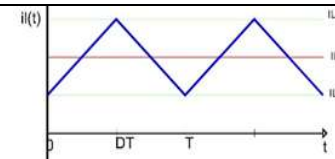

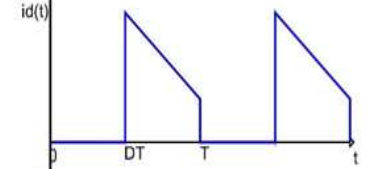
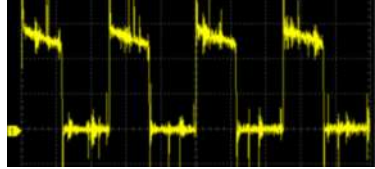
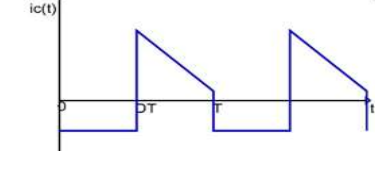

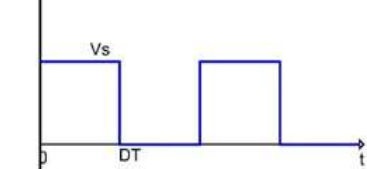
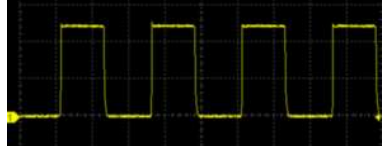
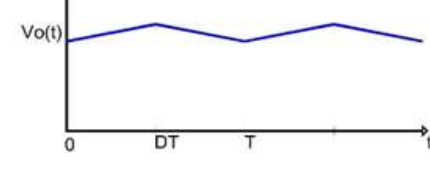
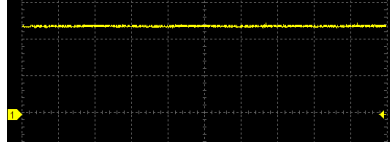
Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvin, 2017.

A partir del Gráfico 8-3 se deduce que a medida que la frecuencia de conmutación se incrementa hay un aumento en las pérdidas de potencia en los interruptores, es claro decir que, al aumentar la pérdida de potencia se reduce la eficiencia del convertidor.

3.3.5 Observación de las Formas de Onda

Al igual que en el Convertidor Reductor las señales han sido medidas con un osciloscopio Acute DS-1202, y se hace una comparativa entre la forma de onda teórica y real en la Tabla 22-3.

Tabla 22-3: Formas de Onda Convertidor Elevador.

Nombre de la Onda	Señal Teórica	Señal Medida
PWM		
Corriente en el Inductor		
Corriente en el Diodo		
Corriente en el Capacitor		
V_{DS}		
V_o		

Realizado por: Minta, Ángel; Lema Marvín, 2017.

Es claro que las señales teóricas y medidas coinciden satisfactoriamente, aunque se debe tener en cuenta que en ciertas ondas existe una incorporación de ruido lo cual altera visualmente la onda medida.

CONCLUSIONES

- El controlador es capaz de reducir el error al mínimo entre el voltaje sensado y el voltaje de referencia, además de que permite que el sistema sea estable ante la incorporación de posibles perturbaciones no deseadas en el sistema.
- La fabricación de un inductor con núcleo toroidal es más factible que uno con núcleo de aire ya que la permeabilidad magnética propia del núcleo toroidal permite alcanzar el valor inductivo con una cantidad menor de vueltas que si se usará un núcleo de aire.
- La relación entre la eficiencia y el valor óhmico de la carga en los convertidores es de forma proporcional, para valores altos de resistencia la relación es del tipo lineal, mientras que para valores bajos la relación se asemeja a una curva exponencial, es decir la eficiencia se reduce exponencialmente.
- El rizo de corriente en el convertidor reductor es directamente proporcional al valor óhmico de la carga, es decir que el crecimiento del valor óhmico va a la par con el rizo del inductor, se debe tener cuidado de ubicar una carga resistiva de valor óhmico demasiado grande el rizo podría crecer de tal forma que la corriente mínima sea negativa y el convertidor opere en modo de conducción discontinua.
- El convertidor elevador presenta una corriente mínima en un valor positivo lo cual concluye que el convertidor está operando en modo de conducción continua, aunque para fines prácticos se podría aumentar la frecuencia de conmutación para garantizar la operación óptima del convertidor.
- El convertidor reductor presenta un rizo de tensión que decrece a medida que el valor óhmico disminuye es decir existe una relación proporcional por lo tanto el rizo será mínimo cuando el valor óhmico sea bajo, mientras que en el convertidor elevador el rizo de tensión es inversamente proporcional al valor óhmico de la resistencia de carga, de tal forma que se tendrá un rizo mínimo cuando el valor óhmico sea grande.
- La potencia invertida en conmutación es afectada por la frecuencia de conmutación debido a que se hacen más evidente los tiempos de apertura y cierre de los Mosfet para frecuencias altas se deduce una baja eficiencia del convertidor.
- Las formas de onda medidas los convertidores se asemejan a los valores teóricos, aunque existen picos no deseados que pudieron haber sido suprimido si se hacía el diseño desde el punto de vista del rizo de corriente del inductor, aunque una solución a la implementación realizada podría ser el aumento de la frecuencia de conmutación, pero se podría comprometer seriamente la eficiencia del convertidor.

RECOMENDACIONES

- Se propone mejorar la respuesta dinámica de los convertidores con la aplicación de un controlador que se adapte a las características no lineales de la planta, utilizando otras técnicas de control por ejemplo control por modos deslizantes.
- Se recomienda realizar una guía de prácticas para la materia de electrónica de potencia, como herramienta en el estudio de los convertidores presentados, siendo de gran ayuda para el docente y los estudiantes.
- Un punto muy importante a trabajar en este tipo de convertidores, puede ser la etapa de conmutación haciendo uso de convertidores de potencia síncronos, con dos transistores en lugar del conjunto transistor–diodo, de esta manera se disminuirían las pérdidas por conmutación y por ende el rendimiento tendría una mejora considerable.
- Mejorar el rendimiento de la topología del convertidor elevador propuesto en su funcionamiento será validado previamente mediante simulaciones y resultados experimentales en situaciones tales como variación de carga, alteración en el valor de tensión de entrada, y protección del sistema.
- Se recomienda también adaptar el modelo de regulación por seguimiento de voltaje a otras arquitecturas de convertidores como el Buck-Boost, Cuk y realizar un proceso de modelamiento similar al expuesto en este trabajo.

BIBLIOGRAFÍA

Ángulo Usategui, José; & Ángulo Martínez, Ignacio. *Microcontroladores Diseño práctico y aplicaciones*. 3ª ed. Madrid-España: Concepción Fernández, 2003, pp. 1-8.

Ballester, Eduard; & Piqué, Robert. *Electrónica de Potencia: Principios fundamentales y estructuras básicas*. 3ª ed. Barcelona-España: Marcombo, 2011, pp. Disponible en: <https://books.google.com.ec/books?id=Yf7WaWvhFZUC&printsec=frontcover&hl=es#v=onepage&q&f=false>.

Boylestad, Robert; & Nashelsky, Louis. *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos*. 10ª ed. México-México: Luis Miguel Cruz Castillo, 2009, pp. 1-114.

Burns, Alan; & Wellings, Andy. *Sistemas de Tiempo Real y Lenguajes de Programación*. 3ª ed. España: 2003. ISBN: 9788478290581, pp. 1-3.

Butterfield, Andrew; & Ngondi, Gerard. *A Dictionary of Computer Science*. 7ª ed. Oxford: Oxford University Press. ISBN: 9780191768125. 2016. [Consulta: 10 septiembre 2017]. Disponible en: <http://www.oxfordreference.com>.

Cardona Herrera, Sebastian; & Ospina Hurtado, Steven. Construcción de módulo convertidor CC-CC elevador, para prácticas en el Laboratorio del Programa Ingeniería Mecatrónica. [En línea] (Trabajo de Pregrado). Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia. 2015. [Consulta: 2017-09-25]. Disponible en: <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/handle/11059/5633/6213192C268.pdf?sequence=1>.

Floyd, Thomas. *Dispositivos electrónicos*. 8ª ed. México: Luis Miguel Cruz Castillo, 2008, ISBN 10: 970-26-1193-8, 2008. pp. 1-106

Gómez, María Fernanda. Control por modos deslizantes de un convertidor DC-DC. [En línea] (Trabajo de Pregrado). Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia, 2013. [Consulta: 2017-09-28]. Disponible en: <http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2013/150463.pdf>.

Hart, Daniel. W. *Electrónica de Potencia*. Madrid-España: Isabel Capella. 2001, pp.1-62.

Hart, Daniel. W. *Power Electronics*. New York: R. R. Donnelley. 2011, pp.196-221.

Moreno, Luis; & Garrido, Santiago; & Balaguer Carlos, *Apuntes de Ingeniería de Control I*. Madrid-España: 2015, pp. 99-109.

Mohan, Ned; & Undeland, Tore; & Robbins, William. *Electrónica de Potencia- Convertidores, aplicaciones y diseño.* Mexico: Ricardo A. del Bosque Alayón. 2009, pp. 142-171

Ogata, Katsuhiko. *Ingeniería de control moderna.* 3ª ed. Madrid-España: José Antonio Clares. 2010, pp. 567-582.

Rectifier, International. *IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF.* 2005. Disponible en: <https://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e>

Rectifier, International. *HEXFET® Power MOSFET IRLZ44N.* 2016. Disponible en: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlz44n.pdf> (Accessed: 11 October 2017).

Rodríguez Ramírez, Daniel; & Bordóns Alba, Carlos. *Apuntes de ingeniería de control.* Almería-España: 2007 Disponible en : http://www.control-class.com/Otros/Apuntes_Ingenieria_Control_Cuarto_IngenieroIndustrial.pdf.

Sánchez, Luis. *Núcleos Toroidales,* pp. 1-4. Disponible en: <http://cqcq.cubava.cu/files/2016/07/Nucleos-Toridales.pdf>.

Savant, C.J; & Roden, Martín; & Gorgon, Carpenter. *Diseño Electrónico: Circuitos y sistemas.* 3ª ed. USA: M. D. F. Pearson.1980, pp. 31-51.

WEITRON. *B0520LWS Surface Mount Schottky Barrier Diode.* 2009 Disponible en : <http://html.alldatasheet.es/html-pdf/408515/WEITRON/B0520LWS/295/1/B0520LWS.html>

Yaakob, Mohammad Ariff. *IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF.* 2007 Disponible en : <http://umpir.ump.edu.my/87/>.

Middlebrook, R.D; & Cuk, Solobodan. *A general unified approach to modelling Switching-Converter Power Stages.* Cleveland-USA: 1976, pp. 73-86. Disponible en: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7072895/>

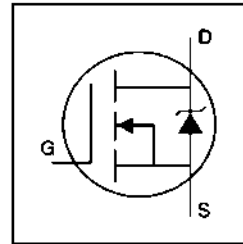
International
IR Rectifier

PD - 9.1346B

IRLZ44N

HEXFET® Power MOSFET

- Logic-Level Gate Drive
- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

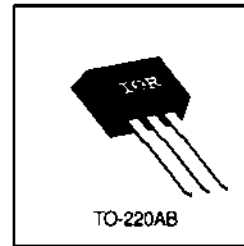


$V_{DSS} = 55V$
 $R_{DS(on)} = 0.022\Omega$
 $I_D = 47A$

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve the lowest possible on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	47	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	33	
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{D}}$	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	110	W
	Linear Derating Factor	0.71	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 16	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	210	mJ
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{D}}$	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{D}}$	11	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{D}}$	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.4	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.070	—	V/°C	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.022	Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ ①
		—	—	0.025		$V_{GS} = 5.0V, I_D = 25A$ ②
		—	—	0.035		$V_{GS} = 4.0V, I_D = 21A$ ②
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.0	—	2.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 16V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -16V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	48	nC	$I_D = 25A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	8.6		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	25		$V_{GS} = 5.0V$, See Fig. 6 and 13 ③
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	84	—		$I_D = 25A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	26	—		$R_G = 3.4\Omega, V_{GS} = 5.0V$
t_f	Fall Time	—	15	—		$R_D = 1.1\Omega$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1700	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	400	—		$V_{DS} = 25V$
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance	—	150	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	47	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	160		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 25A, V_{GS} = 0V$ ②
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	80	120	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 25A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	210	320	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③
t_{on}	Forward Turn-On Time	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
 ② $V_{DD} = 25V$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 470\mu H$
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 25A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq 25A, di/dt \leq 270A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

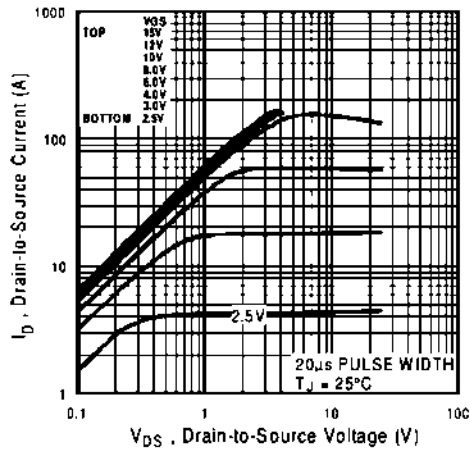


Fig 1. Typical Output Characteristics

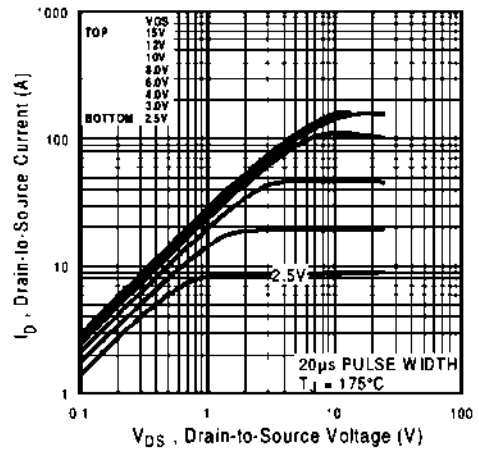


Fig 2. Typical Output Characteristics

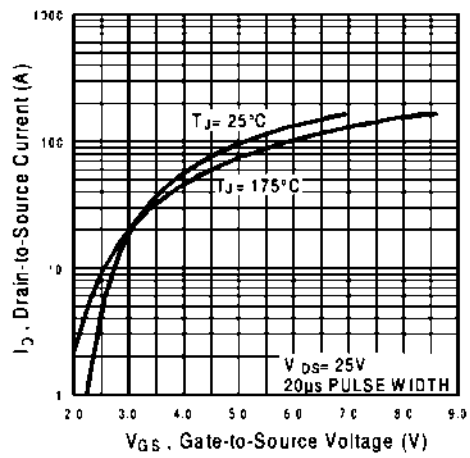


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

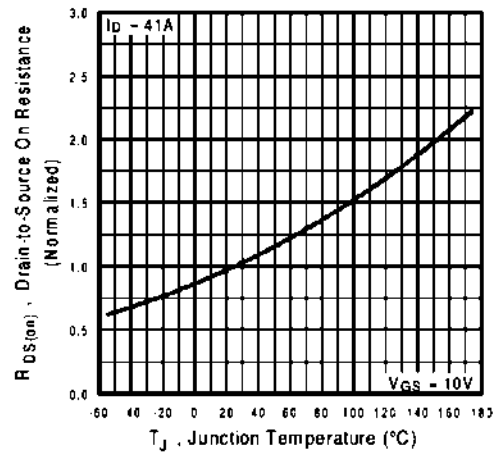


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

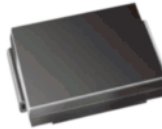
Anexo B: Diodo Schottky SS36



SS32, SS33, SS34, SS35, SS36

Vishay General Semiconductor

Surface Mount Schottky Barrier Rectifier



SMC (DO-214AB)

FEATURES

- Low profile package
- Ideal for automated placement
- Guardring for overvoltage protection
- Low power losses, high efficiency
- Low forward voltage drop
- High surge capability
- Meets MSL level 1, per J-STD-020, LF maximum peak of 260 °C
- AEC-Q101 qualified available
 - Automotive ordering code: base P/NHE3 or P/NHM3
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



PRIMARY CHARACTERISTICS	
$I_{F(AV)}$	3.0 A
V_{RRM}	20 V, 30 V, 40 V, 50 V, 60 V
I_{FSM}	100 A
EAS	20 mJ
V_F	0.5 V, 0.75 V
T_J max.	150 °C
Package	SMC (DO-214AB)
Diode variations	Single

TYPICAL APPLICATIONS

For use in low voltage high frequency inverters, freewheeling, DC/DC converters, and polarity protection applications.

MECHANICAL DATA

Case: SMC (DO-214AB)
 Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating
 Base P/N-E3 - RoHS-compliant, commercial grade
 Base P/N-M3 - halogen-free, RoHS-compliant, commercial grade
 Base P/NHE3_X - RoHS-compliant and AEC-Q101 qualified
 Base P/NHM3_X - halogen-free, RoHS-compliant, and AEC-Q101 qualified
 ("_X" denotes revision code e.g. A, B,)
Terminals: matte tin plated leads, solderable per J-STD-002 and JESD 22-B102
 E3, M3, HE3, and HM3 suffix meets JESD 201 class 2 whisker test
Polarity: color band denotes the cathode end

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25\text{ °C}$ unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	SS32	SS33	SS34	SS35	SS36	UNIT
Device marking code		S2	S3	S4	S5	S6	
Maximum repetitive peak reverse voltage	V_{RRM}	20	30	40	50	60	V
Maximum RMS voltage	V_{RMS}	14	21	28	35	42	V
Maximum DC blocking voltage	V_{DC}	20	30	40	50	60	V
Maximum average forward rectified current at T_L (fig. 1)	$I_{F(AV)}$	3.0					A
Peak forward surge current 8.3 ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	100					A
Non-repetitive avalanche energy at $T_A = 25\text{ °C}$, $I_{AS} = 2.0\text{ A}$, $L = 10\text{ mH}$	E_{AS}	20					mJ
Voltage rate of change (rated V_R)	dV/dt	10 000					V/ μ s
Operating junction temperature range	T_J	-55 to +150					°C
Storage temperature range	T_{STG}	-55 to +150					°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)								
PARAMETER	TEST CONDITIONS	SYMBOL	SS32	SS33	SS34	SS35	SS36	UNIT
Maximum instantaneous forward voltage ⁽¹⁾	3.0 A	V _F	0.5		0.75			V
Maximum DC reverse current at rated DC blocking voltage ⁽¹⁾	T _A = 25 °C	I _R	0.5					mA
	T _A = 100 °C		20	10				

Note

⁽¹⁾ Pulse test: 300 μs pulse width, 1 % duty cycle

THERMAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)								
PARAMETER	SYMBOL	SS32	SS33	SS34	SS35	SS36	UNIT	
Typical thermal resistance ⁽¹⁾	R _{θJA}	55						°C/W
	R _{θJL}	17						

Note

⁽¹⁾ PCB mounted with 0.55" x 0.55" (14 mm x 14 mm) copper pad areas

ORDERING INFORMATION (Example)					
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE	
SS36-E3/57T	0.235	57T	850	7" diameter plastic tape and reel	
SS36-E3/9AT	0.235	9AT	3500	13" diameter plastic tape and reel	
SS36HE3_A/H ⁽¹⁾	0.235	H	850	7" diameter plastic tape and reel	
SS36HE3_A/I ⁽¹⁾	0.235	I	3500	13" diameter plastic tape and reel	
SS36-M3/57T	0.235	57T	850	7" diameter plastic tape and reel	
SS36-M3/9AT	0.235	9AT	3500	13" diameter plastic tape and reel	
SS36HM3_A/H ⁽¹⁾	0.235	H	850	7" diameter plastic tape and reel	
SS36HM3_A/I ⁽¹⁾	0.235	I	3500	13" diameter plastic tape and reel	

Note

⁽¹⁾ AEC-Q101 qualified

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES (T_A = 25 °C unless otherwise noted)

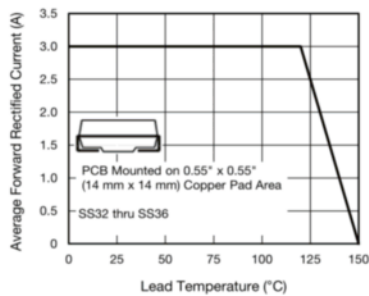


Fig. 1 - Forward Current Derating Curve

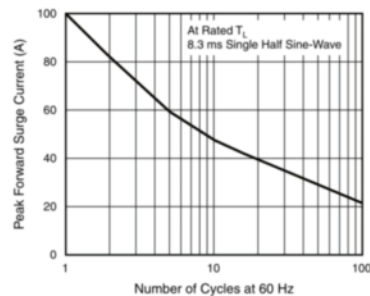


Fig. 2 - Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current

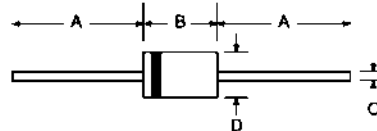


1N5817 - 1N5819

1.0A SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER

Features

- Guard Ring Die Construction for Transient Protection
- Low Power Loss, High Efficiency
- High Surge Capability
- High Current Capability and Low Forward Voltage Drop
- For Use in Low Voltage, High Frequency Inverters, Free Wheeling, and Polarity Protection Application
- Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 5)



Mechanical Data

- Case: DO-41
- Case Material: Molded Plastic, UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020C
- Terminals: Finish: Tin, Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Ordering Information: See Page 2
- Marking: Type Number and Date Code
- Weight: 0.3 grams (approximate)

DO-41 Plastic		
Dim	Min	Max
A	25.40	
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

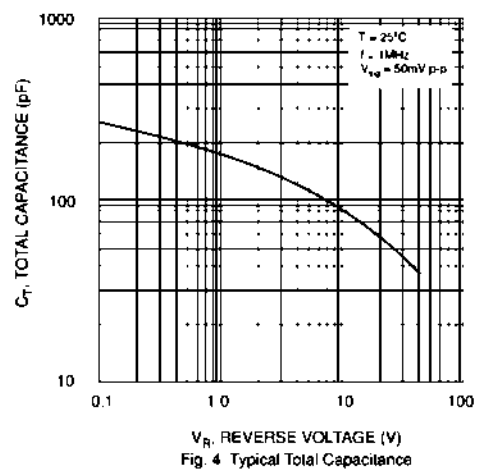
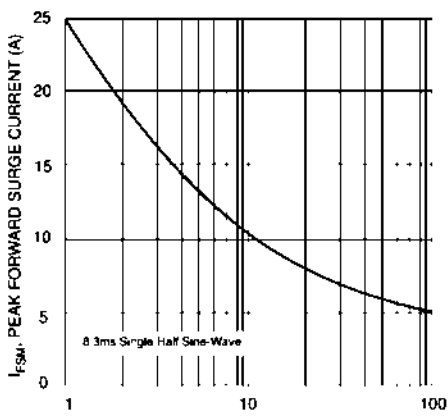
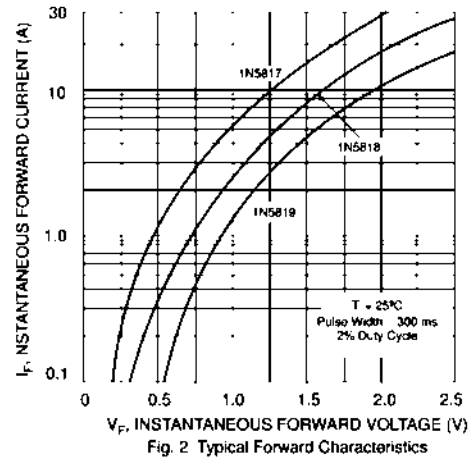
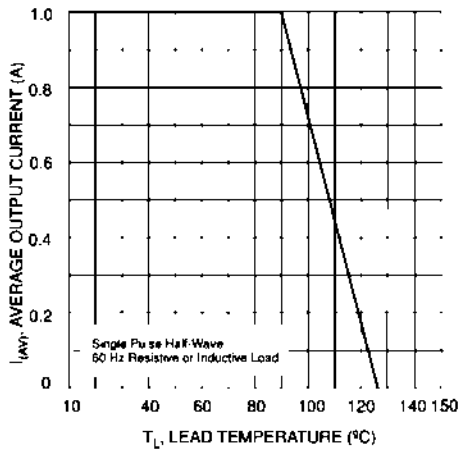
Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ T_A = 25°C unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N5817	1N5818	1N5819	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{WRV} V _P	20	30	40	V
RMS Reverse Voltage	V _{R-RMS}	14	21	28	V
Average Rectified Output Current (Note 1)	I _O	1.0			A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I _{FSM}	25			A
Forward Voltage (Note 2)	V _{FM}	0.450 0.750	0.550 0.875	0.60 0.90	V
Peak Reverse Leakage Current at Rated DC Blocking Voltage (Note 2)	I _{RR}		1.0 10		mA
Typical Total Capacitance (Note 3)	C _T		110		pF
Typical Thermal Resistance Junction to Load (Note 4)	R _{th(J-L)}		15		°C/W
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	R _{th(J-A)}		50		
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{STG}	-65 to +125			°C

- Notes:
1. Measured at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
 2. Short duration test pulse used to minimize self-heating effect.
 3. Measured at 1.0MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
 4. Thermal resistance from junction to lead vertical P.C.B. mounted, 0.375" (9.5mm) lead length with 1.5 x 1.5" (38 x 38mm) copper pads.
 5. RoHS revision 13.2 2003. Glass and High Temperature Solder Exemptions Applied, see EU Directive Annex Notes 5 and 7.

DIODES



Ordering Information (Note 6)

Device	Packaging	Shipping
1N5817-B	DO-41	1K/Bulk
1N5817-T	DO-41	5K/Tape & Reel, 13-inch
1N5818-B	DO-41	1K/Bulk
1N5818-T	DO-41	5K/Tape & Reel, 13-inch
1N5819-B	DO-41	1K/Bulk
1N5819-T	DO-41	5K/Tape & Reel, 13-inch

Notes: 6 For packaging details, visit our website at <http://www.diodes.com/datasheets/ap02008.pdf>

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

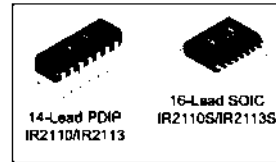
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
 Fully operational to +500V or +600V
 Tolerant to negative transient voltage
 dV/dt Immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
 Separate logic supply range from 3.3V to 20V
 Logic and power ground ±5V offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with Inputs

Product Summary

V _{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
I _O +/-	2A / 2A
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

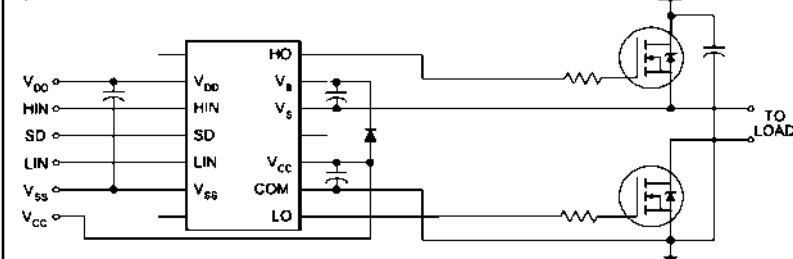
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _o /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_B. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

PC817 Series

High Density Mounting Type Photocoupler

+ Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817I/PC817P)
 ** TUV (VDE0884) approved type is also available as an option.

■ Features

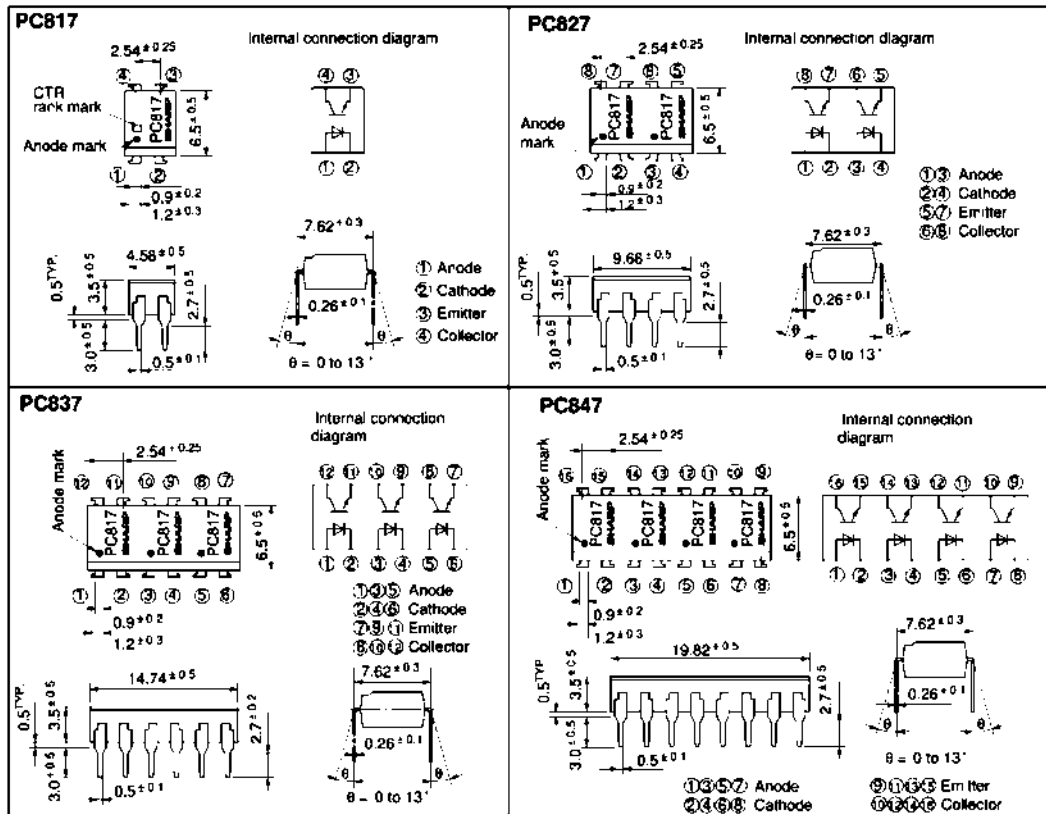
1. Current transfer ratio
 (CTR: MIN. 50% at $I_F = 5\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$)
2. High isolation voltage between input and output ($V_{iso} : 5000\text{V}_{rms}$)
3. Compact dual-in-line package
 PC817 : 1-channel type
 PC827 : 2-channel type
 PC837 : 3-channel type
 PC847 : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



* In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that occur in equipment using any of SHARP's devices, shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest version of the device specification sheets before using any SHARP's device.

■ Absolute Maximum Ratings (Ta= 25°C)

Parameter	Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I_F	50 mA
	*1Peak forward current	I_{FM}	1 A
	Reverse voltage	V_R	6 V
	Power dissipation	P	70 mW
Output	Collector-emitter voltage	V_{CEO}	35 V
	Emitter-collector voltage	V_{ECO}	6 V
	Collector current	I_C	50 mA
	Collector power dissipation	P_C	150 mW
	Total power dissipation	P_{tot}	200 mW
*2Isolation voltage	V_{iso}	5 000 V _{rms}	
Operating temperature	T_{op}	-30 to +100	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55 to +125	°C
*3Soldering temperature	T_{sol}	260	°C

*1 Pulse width ≤100μs, Duty ratio : 0.001

*2 40 to 60% RH, AC for 1 minute

*3 For 10 seconds

■ Electro-optical Characteristics (Ta= 25°C)

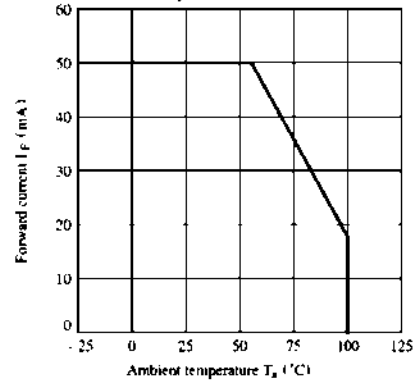
Parameter	Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	V_F $I_F = 20mA$		1.2	1.4	V
	Peak forward voltage	V_{FM} $I_{FM} = 0.5A$	-	-	3.0	V
	Reverse current	I_R $V_R = 4V$			10	μA
Output	Terminal capacitance	C_t $V = 0, f = 1kHz$	-	30	250	pF
	Collector dark current	I_{CEO} $V_{CE} = 20V$			10^{-7}	A
Transfer characteristics	*4Current transfer ratio	CTR $I_F = 5mA, V_{CE} = 5V$	50	-	600	%
	Collector emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$ $I_F = 20mA, I_C = 1mA$		0.1	0.2	V
	Isolation resistance	R_{iso} DC500V, 40 to 60% RH	5×10^{10}	10^{11}	-	Ω
	Floating capacitance	C_f $V = 0, f = 1MHz$		0.6	1.0	pF
Response time	Cut-off frequency	f_c $V_{CE} = 5V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega, -3dB$		80	-	kHz
		Rise time	t_r $V_{CE} = 2V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega$		4	18
	Fall time		t_f		3	18

*4 Classification table of current transfer ratio is shown below.

Model No.	Rank mark	CTR (%)
PC817A	A	80 to 160
PC817B	B	130 to 260
PC817C	C	200 to 400
PC817D	D	300 to 600
PC8+7AB	A or B	80 to 260
PC8+7BC	B or C	130 to 400
PC8+7CD	C or D	200 to 600
PC8+7AC	A, B or C	80 to 400
PC8+7BD	B, C or D	130 to 600
PC8+7AD	A, B, C or D	80 to 600
PC8+7	A, B, C, D or No mark	50 to 600

* : 1 or 2 or 3 or 4

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature



Anexo F: Diodo Zener 1N4733A



1N4728A to 1N4764A

Vishay Semiconductors

Zener Diodes



FEATURES

- Silicon planar power Zener diodes
- For use in stabilizing and clipping circuits with high power rating
- Standard Zener voltage tolerance is $\pm 5\%$
- AEC-Q101 qualified
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE

APPLICATIONS

- Voltage stabilization

PRIMARY CHARACTERISTICS		
PARAMETER	VALUE	UNIT
V_Z range nom.	3.3 to 100	V
Test current I_{ZT}	2.5 to 76	mA
V_Z specification	Thermal equilibrium	
Int. construction	Single	

ORDERING INFORMATION			
DEVICE NAME	ORDERING CODE	TAPED UNITS PER REEL	MINIMUM ORDER QUANTITY
1N4728A to 1N4764A	1N4728A to 1N4764A -series-TR	5000 per 13" reel	25 000/box
1N4728A to 1N4764A	1N4728A to 1N4764A-series-TAP	5000 per ammpack (52 mm tape)	25 000/box

PACKAGE				
PACKAGE NAME	WEIGHT	MOLDING COMPOUND FLAMMABILITY RATING	MOISTURE SENSITIVITY LEVEL	SOLDERING CONDITIONS
DO-41	310 mg	UL 94 V-0	MSL level 1 (according J-STD-020)	260 °C/10 s at terminals

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25\text{ °C}$, unless otherwise specified)					
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT	
Power dissipation	Valid provided that leads at a distance of 4 mm from case are kept at ambient temperature	P_{tot}	1300	mW	
Zener current		I_Z	P_V/V_Z	mA	
Thermal resistance junction to ambient air	Valid provided that leads at a distance of 4 mm from case are kept at ambient temperature	R_{thJA}	110	K/W	
Junction temperature		T_J	175	°C	
Storage temperature range		T_{stg}	-65 to +175	°C	
Forward voltage (max.)	$I_F = 200\text{ mA}$	V_F	1.2	V	



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _{amb} = 25 °C, unless otherwise specified)										
PART NUMBER	ZENER VOLTAGE RANGE ⁽¹⁾		TEST CURRENT		REVERSE LEAKAGE CURRENT		DYNAMIC RESISTANCE f = 1 kHz		SURGE CURRENT ⁽³⁾	REGULATOR CURRENT ⁽²⁾
	V _Z at I _{ZT1}		I _{ZT1}	I _{ZT2}	I _R at V _R		Z _{ZT} at I _{ZT1}	Z _{ZK} at I _{ZT2}	I _R	I _{ZM}
	V		mA	mA	μA	V	Ω		mA	mA
	NOM.				MAX.		TYP.	MAX.		MAX.
1N4728A	3.3		76	1	100	1	10	400	1380	276
1N4729A	3.6		69	1	100	1	10	400	1260	252
1N4730A	3.9		64	1	50	1	9	400	1190	234
1N4731A	4.3		58	1	10	1	9	400	1070	217
1N4732A	4.7		53	1	10	1	8	500	970	193
1N4733A	5.1		49	1	10	1	7	550	890	178
1N4734A	5.6		45	1	10	2	5	600	810	162
1N4735A	6.2		41	1	10	3	2	700	730	146
1N4736A	6.8		37	1	10	4	3.5	700	660	133
1N4737A	7.5		34	0.5	10	5	4	700	605	121
1N4738A	8.2		31	0.5	10	6	4.5	700	550	110
1N4739A	9.1		28	0.5	10	7	5	700	500	100
1N4740A	10		25	0.25	10	7.6	7	700	454	91
1N4741A	11		23	0.25	5	8.4	8	700	414	83
1N4742A	12		21	0.25	5	9.1	9	700	380	76
1N4743A	13		19	0.25	5	9.9	10	700	344	69
1N4744A	15		17	0.25	5	11.4	14	700	304	61
1N4745A	16		15.5	0.25	5	12.2	16	700	285	57
1N4746A	18		14	0.25	5	13.7	20	750	250	50
1N4747A	20		12.5	0.25	5	15.2	22	750	225	45
1N4748A	22		11.5	0.25	5	16.7	23	750	205	41
1N4749A	24		10.5	0.25	5	18.2	25	750	190	38
1N4750A	27		9.5	0.25	5	20.6	35	750	170	34
1N4751A	30		8.5	0.25	5	22.8	40	1000	150	30
1N4752A	33		7.5	0.25	5	25.1	45	1000	135	27
1N4753A	36		7	0.25	5	27.4	50	1000	125	25
1N4754A	39		6.5	0.25	5	29.7	60	1000	115	23
1N4755A	43		6	0.25	5	32.7	70	1500	110	22
1N4756A	47		5.5	0.25	5	35.8	80	1500	95	19
1N4757A	51		5	0.25	5	38.8	95	1500	90	18
1N4758A	56		4.5	0.25	5	42.6	110	2000	80	16
1N4759A	62		4	0.25	5	47.1	125	2000	70	14
1N4760A	68		3.7	0.25	5	51.7	150	2000	65	13
1N4761A	75		3.3	0.25	5	56	175	2000	60	12
1N4762A	82		3	0.25	5	62.2	200	3000	55	11
1N4763A	91		2.8	0.25	5	69.2	250	3000	50	10
1N4764A	100		2.5	0.25	5	76	350	3000	45	9

Notes

- (1) Based on DC measurement at thermal equilibrium while maintaining the lead temperature (T_L) at 30 °C + 1 °C, 9.5 mm (3/8") from the diode body
- (2) Valid provided that electrodes at a distance of 4 mm from case are kept at ambient temperature
- (3) t_p = 10 ms.

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

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

8.3 PWM Mode (PWM)

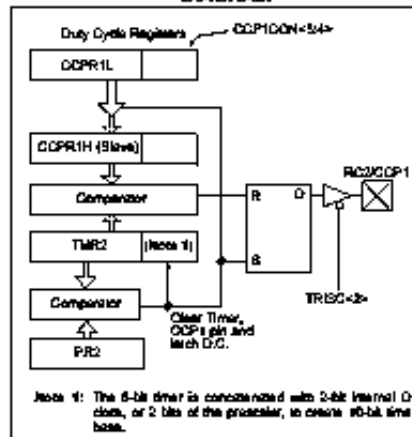
In Pulse Width Modulation mode, the CCPx pin produces up to a 10-bit resolution PWM output. Since the CCP1 pin is multiplexed with the PORTC data latch, the TRISC<2> bit must be cleared to make the CCP1 pin an output.

Note: Clearing the CCP1CON register will force the CCP1 PWM output latch to the default low level. This is not the PORTC I/O data latch.

Figure 8-3 shows a simplified block diagram of the CCP module in PWM mode.

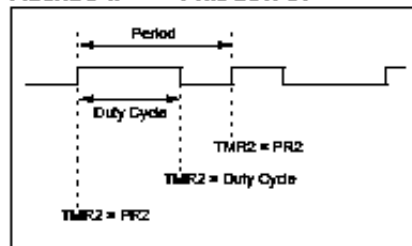
For a step-by-step procedure on how to set up the CCP module for PWM operation, see Section 8.3.3 "Setup for PWM Operation".

FIGURE 8-3: SIMPLIFIED PWM BLOCK DIAGRAM



A PWM output (Figure 8-4) has a time base (period) and a time that the output stays high (duty cycle). The frequency of the PWM is the inverse of the period (1/period).

FIGURE 8-4: PWM OUTPUT



8.3.1 PWM PERIOD

The PWM period is specified by writing to the PR2 register. The PWM period can be calculated using the following formula:

$$\text{PWM Period} = ((PR2) + 1) \cdot 4 \cdot T_{osc} \cdot (\text{TMR2 Prescale Value})$$

PWM frequency is defined as $1/[\text{PWM period}]$.

When TMR2 is equal to PR2, the following three events occur on the next increment cycle:

- TMR2 is cleared
- The CCP1 pin is set (exception: if PWM duty cycle = 0%, the CCP1 pin will not be set)
- The PWM duty cycle is latched from CCP1L into CCP1H

Note: The Timer2 postscaler (see Section 7.1 "Timer2 Prescaler and Postscaler") is not used in the determination of the PWM frequency. The postscaler could be used to have a servo update rate at a different frequency than the PWM output.

8.3.2 PWM DUTY CYCLE

The PWM duty cycle is specified by writing to the CCP1L register and to the CCP1CON<5:4> bits. Up to 10-bit resolution is available. The CCP1L contains the eight MSBs and the CCP1CON<5:4> contains the two LSBs. This 10-bit value is represented by CCP1L:CCP1CON<5:4>. The following equation is used to calculate the PWM duty cycle in time:

$$\text{PWM Duty Cycle} = (\text{CCP1L:CCP1CON<5:4>}) \cdot T_{osc} \cdot (\text{TMR2 Prescale Value})$$

CCP1L and CCP1CON<5:4> can be written to at any time, but the duty cycle value is not latched into CCP1H until after a match between PR2 and TMR2 occurs (i.e., the period is complete). In PWM mode, CCP1H is a read-only register.

The CCP1H register and a 2-bit internal latch are used to double-buffer the PWM duty cycle. This double-buffering is essential for glitch-free PWM operation.

When the CCP1H and 2-bit latch match TMR2, concatenated with an internal 2-bit Q clock or 2 bits of the TMR2 prescaler, the CCP1 pin is cleared.

The maximum PWM resolution (bits) for a given PWM frequency is given by the following formula.

EQUATION 8-1:

$$\text{Resolution} = \frac{\log_2 \left(\frac{F_{osc}}{F_{PWM}} \right)}{\log_2(2)} \text{ bits}$$

Note: If the PWM duty cycle value is longer than the PWM period, the CCP1 pin will not be cleared.

Anexo H: Voltímetro y Amperímetro Digital Modelo DSN-VC288

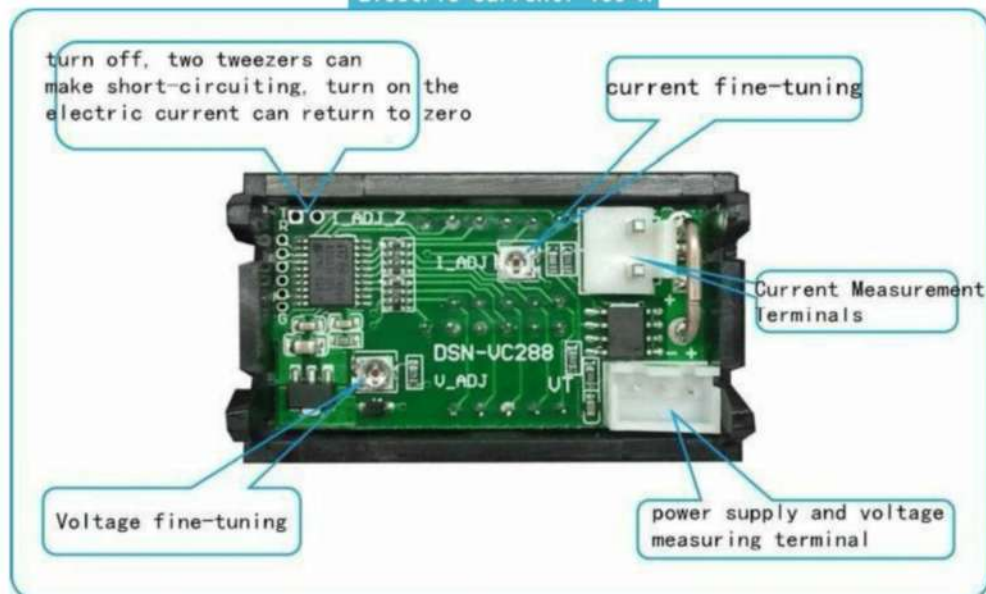
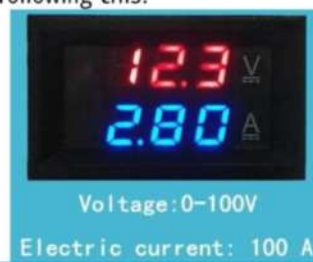
Product Description

Dual display voltage meter head VC288

Model: DSN-VC288, Brand: D-SUN

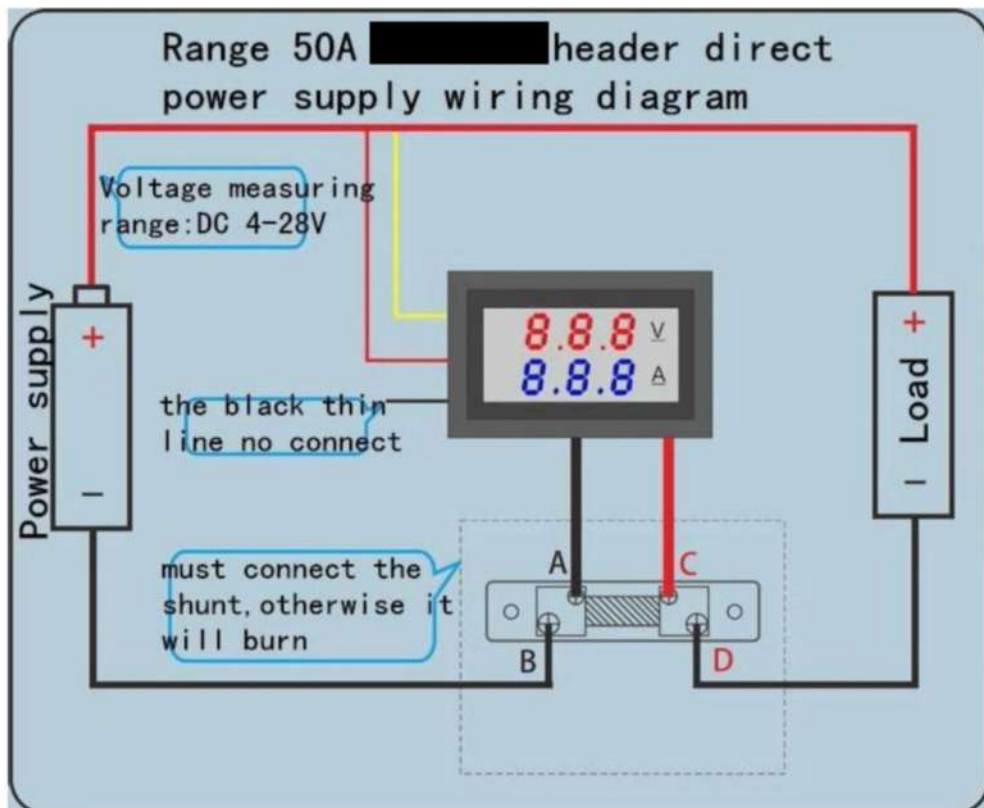
Precautions:

1. The range is 50A of the header must be electrically connected to the splitter, otherwise it will burn.
2. This power meter range is 4 ~ 30V (out of range will burn), measuring range is 0 ~ 100V, if necessary, please direct measurement of electric vehicles or solar 7 ~ 100V voltage and current selection following this.





Current test range:	0-999mA, 0-10A, 0-50A,
Power Range:	DC4-30.0V
Voltage error:	± 0.1%
Current error:	± 1%
External shunt Specifications:	75 milliVolt
Operating Current:	<20mA
Refresh rate:	about 300mS time
Display:	Dual three 0.28 "LED digital tube
Display color:	red + red, red + blue. Optional
Lead Length:	15cm
Dimensions:长 X 宽 X 厚:	48 x 29 x 22 mm, length * width * thickness;
Mounting holes:	46 x 27 mm
net weight	
Gross weight	
Operating temperature:	-10 °C ~ 65 °C




```

g=step(12*lc,t);

for i=1:length(t)
    matriz2(i,:)=g(i) t(i);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%hallar el pico máximo q corresponde a MP%%%
mayor2=matriz2(i,1);
for i=1:length(t)
    if matriz2(i,1)>=mayor2
        mayor2=matriz2(i,1); %%saco mi MP
        pos=i;
        SP=(mayor2-12)*100/12;
        tiempopico2=matriz2(i,2);
    end
end
end

```

Anexo J: Diseño del Controlador del Convertidor Elevador en MATLAB

```

%PID Convertidor BOOST
L = 400e-6;
C = 470e-6;
R = 100;
D=0.5;
Vs=12;
Vo=24;
Kcr=(1-D)/Vo;
K=-Vo/((1-D)*R*C);
num = [Kcr*K (-K*Kcr*(R*(1-D)^2))/L];
den = [1 1/(R*C) ((1-D)^2)/(L*C)];
G=tf(num,den);
glc=feedback(G,1);
figure (1)
step(glc,'r')
Wcr=sqrt((((1-D)^2)/(L*C))-K*R*Kcr*((1-D)^2/L))
Pcr=(2*pi)/Wcr
%Controlador PID basado en las reglas de Sintonia de Ziegler and Nichols
kp=0.6*Kcr+0.4
ti=0.5*Pcr
td=0.125*Pcr
num = [K (-K*(R*(1-D)^2))/L];
den = [1 1/(R*C) ((1-D)^2)/(L*C)];
title('OSCILACIONES SOSTENIDAS A Kcr')
Gw=tf(num,den);%Escalon muestra las oscilaciones sostenidas
nk=[kp*ti*td kp*ti kp];
dk=[ti 0];
gc=tf(nk,dk)
gd=series(Gw,gc);
GT=feedback(gd,1)
figure (2)
step(24*GT,'G') %Escalon rojo para la función de transferencia con el controlador PID.
title('RESPUESTA CON EL CONTROLADOR')

```

Anexo K: Programación del Controlador del Conversor Reductor en MicroC

```
float CICLO;
float VREF=12.0;
float ERROR;
float YSAL;
float e=0.0;
float e_1=0.0;
float e_2=0.0;
float u=0.0;
float au=0.0;
float u_1=0.0;
float T=5;
float kp=165.92;
float ti=1.1567e-08;
float td=0.00021454;
float q0;
float q1;
float q2;
void PID(void);
void main() {
ADCON1=0X01; //HABILITA LA ENTRADAS ANALOGICA RA0
TRISA=0X01; //RA0 COMO ENTRADA 001=0X01
ADCON1=0; //TODAS LAS DEMAS ENTRADAS DEL PUERTO A COMO DIGITALES
PWM1_init(40000); // FRECUENCIA DEL PWM 40KHz
PWM1_start(); //INICIE EL PWM
q0=(kp*(1+T/(2*ti)+td/T));
q1=(-kp*(1-T/(2*ti)+(2*td)/T));
q2=((kp*td)/T);
while (1){
    delay_US(10);
    YSAL=(ADC_Read(0)*(12.0/512));
    PID();
}
}
void PID()
{
    e=VREF-YSAL;
    u = u_1 + q0*e + q1*e_1 + q2*e_2; //Ley del controlador PID discreto
    u=u/1000000;
    au=au+u;
    if(au>=255)
    {
        au=255;
    }
    if(au<=0)
    {
        au=0;
    }
    PWM1_set_duty(au);
    e_2=e_1;
    e_1=e;
    u_1=au;}
}
```

Anexo L: Programación del Controlador del Conversor Elevador en MicroC

```
float CICLO;
float VREF=24.0;
float ERROR;
float YSAL;
float e=0.0;
float e_1=0.0;
float e_2=0.0;
float u=0.0;
float au=0;
float u_1=0.0;
float T=5;
float kp=0.0125;
float ti=0.0019264;
float td=0.0004816;
float q0;
float q1;
float q2;
void PID(void);
void main() {
ADCON1=0X01; //HABILITA LA ENTRADAS ANALOGICA RA0
TRISA=0X01; //RA0 COMO ENTRADA 001=0X01
ADCON1=0; //TODAS LAS DEMAS ENTRADAS DEL PUERTO A COMO DIGITALES
PWM1_init(40000); // FRECUENCIA DEL PWM 40KHz
PWM1_start(); //INICIE EL PWM
q0=(kp*(1+T/(2*ti)+td/T));
q1=(-kp*(1-T/(2*ti)+(2*td)/T));
q2=((kp*td)/T);
while (1){
    delay_US(1);
    YSAL=(ADC_Read(0)*(24.0/512));
    PID();
}
}
void PID()
{
    e=VREF-YSAL;
    u = u_1 + q0*e + q1*e_1 + q2*e_2; //Ley del controlador PID discreto
    u=u/100000;
    au=au+u;
    if(au>=255)
    {
        au=255;
    }
    if(au<=0)
    {
        au=0;
    }
    PWM1_set_duty(au);
    e_2=e_1;
    e_1=e;
    u_1=au;}
}
```

Anexo M: Estudio de Eficiencia en MATLAB de los convertidores ante variación de carga a una frecuencia de 40KHz.

```
clear all; format short g;
%% Los vectores son conjunto un conjunto de 2000 datos
Is = [0.002846, 0.003523, 0.002575, 0.003523, 0.002439, 0.002710, 0.002981, 0.002575,
0.002981, 0.003252, 0.002439, 0.007182...
Is=Is/0.1;
Vs = [23.825110, 23.288221, 22.751332, 23.825110, 22.751332, 23.825110, 23.288221,
23.288221, 22.751332, 23.825110, 22.751332...
N=length(Is);
Is_Media=(1/N)*sum(Is,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs*Is,1)
Io = [0.010283, 0.008972, 0.008972, 0.010283, 0.010283, 0.008972, 0.010283, 0.008972,
0.008972, 0.010283, 0.010283, 0.006351...
Io=Io/0.1;
Vo = [11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.543323, 11.813705,
11.543323, 11.813705, 11.813705, 11.813705...
N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(1,:)=[Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];
Is1 = [0.008943, 0.010976, 0.010298, 0.010298, 0.011382, 0.011924, 0.012195, 0.013415,
0.013008, 0.013279, 0.013008, 0.014092...
Is1=Is1/0.1;
Vs1 = [23.371636, 24.453167, 24.453167, 23.371636, 23.371636, 23.912401, 22.830870,
23.912401, 23.371636, 23.371636, 23.371636...
N=length(Is1);
Is_Media=(1/N)*sum(Is1,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs1*Is1,1)
Io = [0.026013, 0.014215, 0.015526, 0.015526, 0.015526, 0.015526, 0.015526, 0.015526,
0.015526, 0.015526, 0.014215, 0.016837...
Io=Io/0.1;
Vo = [11.813705, 11.813705, 11.543323, 11.543323, 11.543323, 11.813705, 11.543323,
11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705...
N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(2,:)=[Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];
Is2 = [0.015176, -0.004878, 0.015041, 0.018970, 0.017886, 0.019377, 0.018564, 0.020732,
0.018699, 0.022900, 0.020054, 0.021003...
Is2=Is2/0.1;
Vs2=[22.830870, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636,
22.290105, 23.371636, 23.912401, 23.371636...
N=length(Is2);
Is_Media=(1/N)*sum(Is2,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs2*Is2,1)
Io = [0.020770, 0.020770, 0.023391, 0.022080, 0.022080, 0.020770, 0.022080, 0.020770,
0.020770, 0.020770, 0.022080, 0.020770...
Io=Io/0.1;
```

```

Vo = [11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705,
11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705...
N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(3,:)= [Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];

```

```

Is3 = [-0.041599, 0.021545, 0.021409, 0.019783, 0.020732, 0.021816, 0.021816, 0.022629,
0.023306, 0.023577, 0.022764, 0.024797...
Is3=Is3'/0.1;
Vs3= [23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636, 23.371636,
22.290105, 23.371636, 23.371636, 23.371636...
N=length(Is3);
Is_Media=(1/N)*sum(Is3,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs3*Is3,1)
Io = [0.026013, 0.027324, 0.023391, 0.024702, 0.024702, 0.026013, 0.026013, 0.018148,
0.028634, 0.024702, 0.028634, 0.027324...
Io=Io'/0.1;
Vo = [11.727491, 11.727491, 11.727491, 11.455312, 11.727491, 11.455312, 11.727491,
11.999670, 11.727491, 11.455312, 11.727491...

```

```

N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(4,:)= [Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];
Is4 = [0.166665, 0.029810, 0.032520, 0.032520, 0.035230, 0.033875, 0.036585, 0.050135,
0.031165, 0.036585, 0.037940, 0.033875...
Is4=Is4'/0.1;
Vs4 = [23.431187, 23.703366, 23.159008, 23.431187, 22.886829, 23.431187, 23.159008,
23.159008, 23.159008, 23.159008, 23.431187...
N=length(Is4);
Is_Media=(1/N)*sum(Is4,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs4*Is4,1)
Io = [0.032567, 0.032567, 0.032567, 0.033878, 0.033878, 0.032567, 0.031256, 0.031256,
0.028634, 0.031256, 0.031256, 0.031256...
Io=Io'/0.1;

```

```

Vo = [11.813705, 11.543323, 11.813705, 11.813705, 11.813705, 12.084088, 11.813705,
11.813705, 11.543323, 11.543323, 11.813705...
N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(5,:)= [Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];
Is5 = [0.050135, 0.047425, 0.055555, 0.046070, 0.048780, 0.051490, 0.050135, 0.054200,
0.056910, 0.046070, 0.052845, 0.052845...
Is5=Is5'/0.1;
Vs5=[22.830870, 22.830870, 23.371636, 22.830870, 22.830870, 22.830870, 23.371636,
23.371636, 22.830870, 22.830870, 22.290105...
N=length(Is5);
Is_Media=(1/N)*sum(Is5,1)
Pmedia=(1/N)*sum(Vs5*Is5,1)
Io = [0.035188, 0.036499, 0.023391, 0.039121, 0.036499, 0.039121, 0.039121, 0.037810,
0.039121, 0.039121, 0.039121, 0.039121...

```



```

Io=Io'/0.1;
Vo = [11.543323, 11.543323, 11.543323, 11.543323, 11.813705, 11.272940, 11.813705,
11.813705, 11.813705, 11.813705, 11.813705...
N=length(Io);
Is_Media1=(1/N)*sum(Io,1)
Pmedia1=(1/N)*sum(Vo*Io,1)
n=(Pmedia1/Pmedia)*100;
matriz(6,:)=[Is_Media Pmedia Is_Media1 Pmedia1 n];
matriz

```

Anexo N: Estudio del rizo de tensión del capacitor en MATLAB de los convertidores ante variación de carga.

```

clc;
clear all; format short g;
Vo = [12.058927, 12.058927, 12.058927, 12.605145, 12.332036, 12.332036, 12.332036,
12.332036, 12.332036, 12.058927, 12.332036...
Vo=Vo';
n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(1,:)=[VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
Vo = [12.058927, 12.058927, 12.332036, 12.605145, 12.332036, 12.058927, 12.332036,
12.332036, 12.058927, 12.332036, 12.332036...
Vo=Vo';
n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(2,:)=[VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
Vo = [12.332036, 12.058927, 12.332036, 12.332036, 12.332036, 12.332036, 12.058927,
12.332036, 12.332036, 12.058927, 12.332036...
Vo=Vo';
n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(3,:)=[VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
Vo = [12.058927, 12.332036, 12.605145, 12.332036, 12.605145, 12.332036, 12.058927,
12.332036, 12.058927, 12.332036, 12.332036...
Vo=Vo';

```

```

n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(4,:)= [VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
Vo = [12.058927, 12.058927, 12.058927, 12.332036, 12.058927, 12.058927, 12.058927,
12.332036, 12.332036, 12.332036...
Vo=Vo';
n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(5,:)= [VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
Vo = [12.058927, 12.058927, 12.058927, 12.058927, 12.332036, 11.785817, 12.058927,
12.058927, 11.785817, 12.058927, 12.332036...
Vo=Vo';
n=length(Vo);
VOMEDIA=(1/n)*sum(Vo,1);
VORMS=sqrt((1/n)*sum(Vo.^2,1));
VOAC=sqrt(VORMS^2-VOMEDIA^2)
DVO=2*sqrt(3*(VORMS^2-VOMEDIA^2))
VMAX=VOMEDIA+DVO/2;
VMIN=VOMEDIA-DVO/2;
RIZO=(DVO/VOMEDIA)*100;
matriz(6,:)= [VOMEDIA VORMS VOAC DVO VMAX VMIN RIZO]
fprintf('  VOMEDIA  VORMS  VOAC  DVO  VMAX  VMIN');
%%CRECE EL CICLO POR LO TANTO SE DEBE REDUCIR EL DVO
matriz

```

Anexo Ñ: Estudio del rizo de corriente del inductor en MATLAB de los convertidores ante variación de carga.

```

clc;
clear all; format short g;
IL = [0.019283, 0.017178, 0.018231, 0.016652, 0.019283, 0.018757, 0.016125, 0.019809,
0.017704, 0.020336, 0.020336, 0.017704...
IL=IL/0.1;
n=length(IL);
ILMEDIA=(1/n)*sum(IL,1);
ILRMS=sqrt((1/n)*sum(IL.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS^2-ILMEDIA^2)
DIL=2*sqrt(3*(ILRMS^2-ILMEDIA^2))
if DIL>2*ILMEDIA
    DIL=2*ILMEDIA
end
IMAX=ILMEDIA+DIL/2;

```

```

IMIN=ILMEDIA-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA)*100;
matriz(1,:)= [ILMEDIA ILRMS ILAC DIL IMAX IMIN RIZO]
IL1 = [0.003495, -0.095447, 0.034019, -0.025977, 0.043492, -0.056502, 0.070333, -0.019136,
0.025072, 0.003495, 0.032440...
IL1=IL1'/0.1;
n=length(IL1);
ILMEDIA1=(1/n)*sum(IL1,1);
ILRMS1=sqrt((1/n)*sum(IL1.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS1^2-ILMEDIA1^2)
DIL=2*sqrt(3*(ILRMS1^2-ILMEDIA1^2))
if DIL>2*ILMEDIA1
    DIL=2*ILMEDIA1
end
IMAX=ILMEDIA1+DIL/2;
IMIN=ILMEDIA1-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA1)*100;
matriz(2,:)= [ILMEDIA1 ILRMS1 ILAC DIL IMAX IMIN RIZO];
IL2 = [0.029283, 0.032440, 0.027704, 0.031388, 0.031914, 0.029809, 0.032440, 0.032440,
0.031388, 0.033493, 0.029809, 0.032967...
IL2=IL2'/0.1;
n=length(IL2);
ILMEDIA2=(1/n)*sum(IL2,1);
ILRMS2=sqrt((1/n)*sum(IL2.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS2^2-ILMEDIA2^2)
DIL=2*sqrt(3*(ILRMS2^2-ILMEDIA2^2))
if DIL>2*ILMEDIA2
    DIL=2*ILMEDIA2
end
IMAX=ILMEDIA2+DIL/2;
IMIN=ILMEDIA2-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA2)*100;
matriz(3,:)= [ILMEDIA2 ILRMS2 ILAC DIL IMAX IMIN RIZO];
IL3= [0.029283, 0.031388, 0.031914, 0.030335, 0.031914, 0.031914, 0.034545, 0.032440,
0.031914, 0.031914, 0.029283, 0.031388...
IL3=IL3'/0.1;
n=length(IL3);
ILMEDIA3=(1/n)*sum(IL3,1);
ILRMS3=sqrt((1/n)*sum(IL3.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS3^2-ILMEDIA3^2)
DIL=2*sqrt(3*(ILRMS3^2-ILMEDIA3^2))
if DIL>2*ILMEDIA3
    DIL=2*ILMEDIA3
end
IMAX=ILMEDIA3+DIL/2;
IMIN=ILMEDIA3-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA3)*100;
matriz(4,:)= [ILMEDIA3 ILRMS3 ILAC DIL IMAX IMIN RIZO];
IL4 = [0.057176, 0.042966, 0.058755, 0.001916, 0.083490, 0.007179, 0.047703, 0.047176,
0.025072, 0.054018, 0.035072, 0.044545...
IL4=IL4'/0.1;
n=length(IL4);
ILMEDIA4=(1/n)*sum(IL4,1);
ILRMS4=sqrt((1/n)*sum(IL4.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS4^2-ILMEDIA4^2)

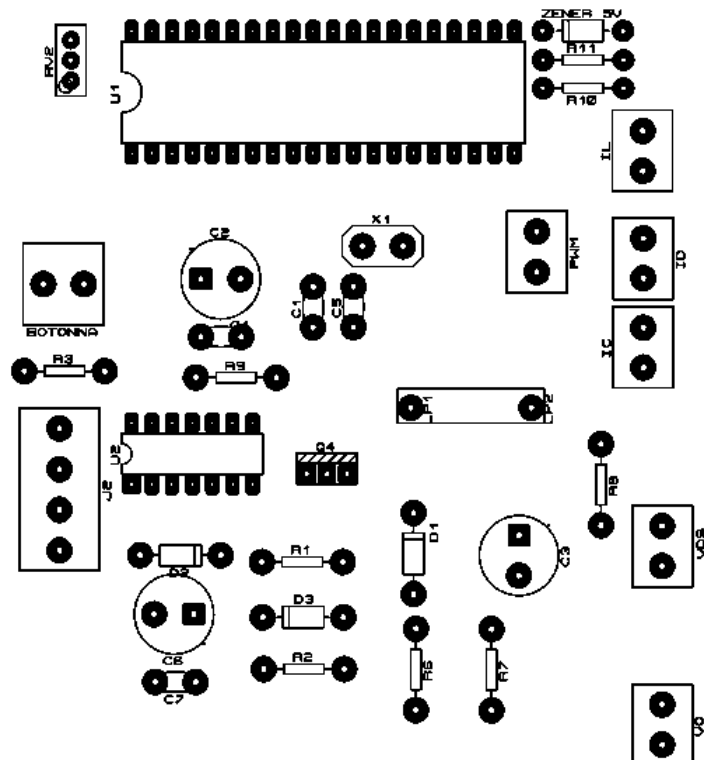
```

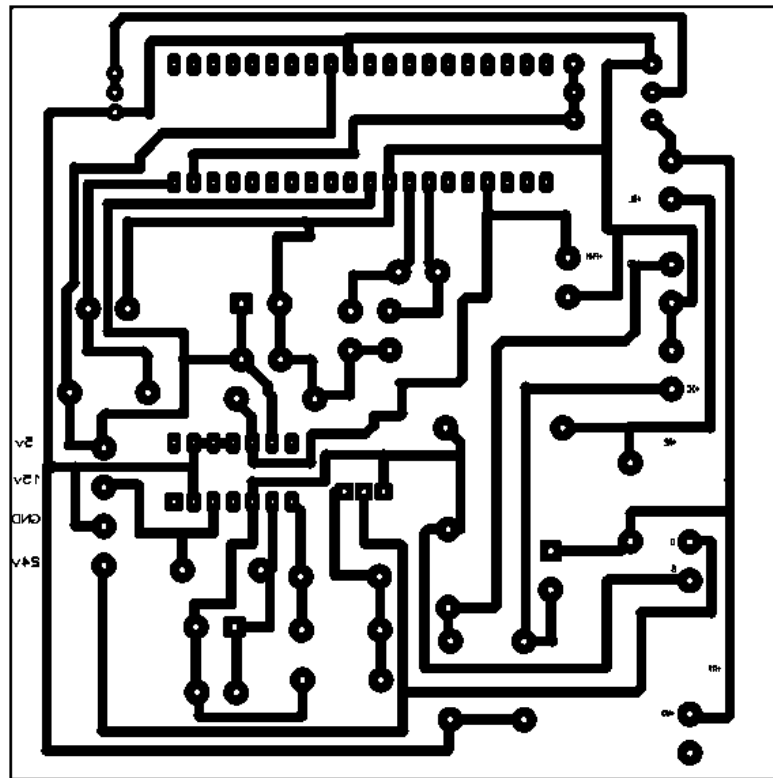
```

DIL=2*sqrt(3*(ILRMS4^2-ILMEDIA4^2))
if DIL>2*ILMEDIA4
    DIL=2*ILMEDIA4
end
IMAX=ILMEDIA4+DIL/2;
IMIN=ILMEDIA4-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA4)*100;
matriz(5,:)=[ILMEDIA4 ILRMS4 ILAC DIL IMAX IMIN RIZO];
IL5 = [0.004547, 0.007705, 0.078753, 0.013494, 0.065070, 0.049281, 0.022967, 0.079806,
0.030335, 0.060333, 0.045597, 0.044019...
IL5=IL5^0.1;
n=length(IL5);
ILMEDIA5=(1/n)*sum(IL5,1);
ILRMS5=sqrt((1/n)*sum(IL5.^2,1));
ILAC=sqrt(ILRMS5^2-ILMEDIA5^2)
DIL=2*sqrt(3*(ILRMS5^2-ILMEDIA5^2))
if DIL>2*ILMEDIA5
    DIL=2*ILMEDIA5
end
IMAX=ILMEDIA5+DIL/2;
IMIN=ILMEDIA5-DIL/2;
RIZO=(DIL/ILMEDIA5)*100;
matriz(6,:)=[ILMEDIA5 ILRMS5 ILAC DIL IMAX IMIN RIZO];
fprintf('  ILMEDIA  ILRMS  ILAC  DIL  IMAX  IMIN');
matriz

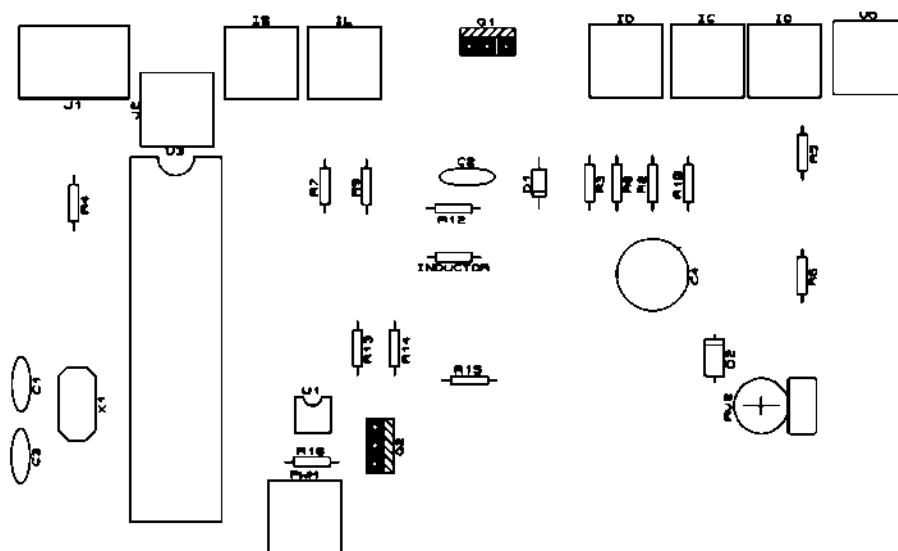
```

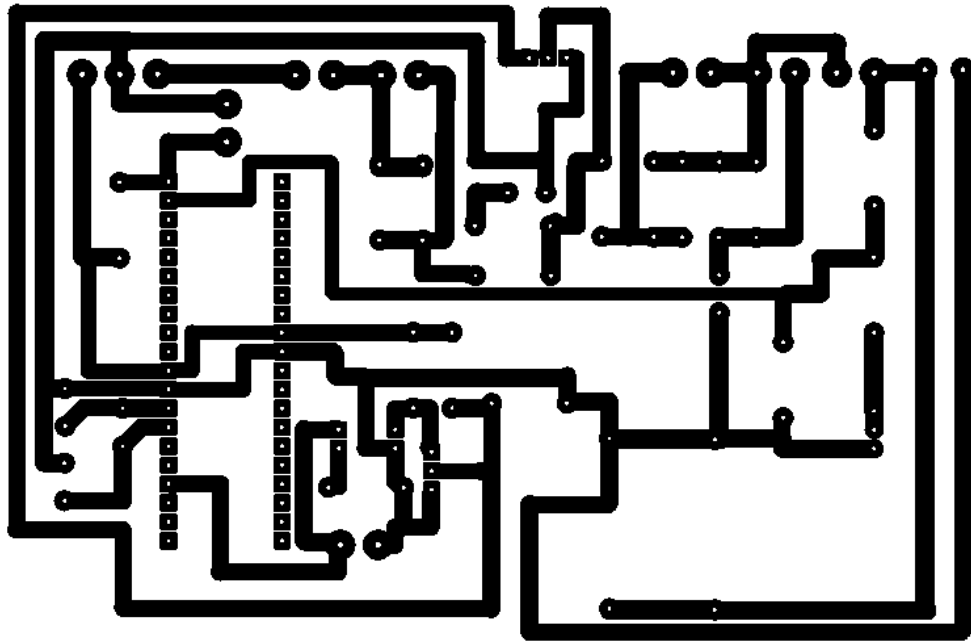
Anexo O: Tarjeta de Circuito Impreso Conversor Reductor





Anexo P: Tarjeta de Circuito Impreso Conversor Elevador





Anexo Q: Fotos del Módulo

