

Universidad Nacional de Mar del Plata
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica

KAMERZICK

Fuente de Alimentación de Grado Médico

Autores:

Tomás Ignacio Pedrosa
Francisco Santiago Sgrilletti

Directores:

Director: Ing. Gustavo Cesar Uicich
Co-director: Ing. Esp. Gonzalo Roberto Fontanella



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Universidad Nacional de Mar del Plata
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica

KAMERZICK

Fuente de Alimentación de Grado Médico

Autores:

Tomás Ignacio Pedrosa
Francisco Santiago Sgrilletti

Directores:

Director: Ing. Gustavo Cesar Uicich
Co-director: Ing. Esp. Gonzalo Roberto Fontanella

Resumen

Con el avance de la medicina y por ende en los equipos médicos, la seguridad eléctrica y la precisión que deben brindar se han vuelto cada vez más exigentes. Por otro lado, la inclinación hacia la eficiencia y la disminución del tamaño de los equipos médicos también se han vuelto claves por su beneficio.

Este trabajo final consta en el desarrollo de una fuente de alimentación de grado médico de $91W$ con cuatro salidas de tensión continua ($5V$, $12V$, $-12V$ y $17 - 20V$) en donde se busca: eficiencia energética, seguridad eléctrica, precisión en sus tensiones de salida y la reducción del tamaño. Para poder cumplir con estos 4 ítems, la tecnología que se utilizó fue del tipo fuentes conmutadas en particular la Flyback doble aislado. Esta última denominación surge del hecho de que no sólo está presente la barrera de aislación propia del inductor de dos puertos sino que, además, se agregó un transformador de alta frecuencia que constituye la segunda barrera de aislación eléctrica. Esta fuente conmutada Flyback doble aislado funciona como una etapa prerregulada que alimenta cuatro convertidores DC-DC para lograr las tensiones de salida con la precisión mencionada. Para simular el comportamiento del sistema con su realimentación, excluyendo los convertidores DC-DC, se utilizó el programa NL5. Luego, en base a las ecuaciones del convertidor Flyback doble aislado en modo DCM y demás circuitos que se utilizaron, se calcularon todos los componentes necesarios. Por otro lado, con el programa AltiumDesigner se diseñó el PCB.

Finalmente se montaron los componentes en el PCB y se midió los resultados siguientes:

- Eficiencia total del sistema del 75%.
- Precisión en la tensión de salida de $5V$, 0.5%.
- Precisión en la tensión de salida de $12V$, 0.625%.
- Precisión en la tensión de salida de $-12V$, 0.625%.
- Precisión en la tensión de salida de $17 - 20V$, 3%.
- Se midió una aislación $7.5kV$
- La potencia máxima del sistema fue de $96W$.

Palabras clave: Fuentes Conmutadas; Flyback doble aislado; DCM; Múltiple salida; Precisión; Seguridad Eléctrica; Eficiencia; Tamaño.

Agradecimientos

A nuestros familiares, amigos, profesores y todas las personas que nos han ayudado a través de la carrera tanto en nuestra formación profesional como de valores éticos y morales.

Un especial agradecimiento a Gustavo Uicich, nuestro director de trabajo final, por su predisposición y paciencia a querer sacar lo mejor de nosotros. Por otro lado a Gonzalo Fontanella nuestro co-director de trabajo final, por esclarecer todos los requerimientos del trabajo que no supimos interpretar y por continuar con el avance del proyecto.

Por último, a nosotros por tantas horas dedicadas a la resolución del proyecto y a nuestra gran amistad para poder sobrellevar los buenos y malos momentos que atravesamos durante el desarrollo del mismo.

Francisco y Tomás

Mar del Plata, 22 de julio, 2020

Índice de contenido

Resumen	2
Agradecimientos	3
Índice de contenido	4
Lista de figuras	7
Lista de tablas	10
1 Introducción	11
2 Anteproyecto	13
3 Proyecto: Fuente de Alimentación de Grado Médico	16
3.1 Fuentes de alimentación	16
3.1.1 Clasificación según su funcionamiento	16
3.1.2 Clasificación según su tipo de aislación	17
3.1.3 Usos de las fuentes de alimentación	17
3.2 Clasificaciones de equipos electromédicos	18
3.3 Fuente de alimentación Kamezick	18
3.3.1 Rectificación	19
3.3.2 Filtrado	21
3.3.3 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado	21
3.4 Realimentación y control	29
3.4.1 Bloque restador	29
3.4.2 Controlador	30
3.4.3 Bloque de compensación	30
3.4.4 Regulación del ciclo de trabajo	31
3.4.4.1 Regulación controlada por tensión	31
3.4.4.2 Regulación controlada por corriente pico	32
3.4.5 Bloque comparador PWM	32
4 Diseño de componentes magnéticos y capacitor de salida	34
4.1 Inductor de dos puertos	34
4.1.1 Material del núcleo	35
4.1.2 Cálculo de dimensiones y elección del tipo de núcleo	36
4.1.3 Cálculo de N_p , N_s y entrehierro	37
4.1.4 Pérdidas y selección de alambre para bobinado	38
4.1.4.1 Pérdidas en el núcleo	42
4.1.4.2 Pérdidas en el cobre	42
4.2 Transformador de alta frecuencia	44
4.2.1 Pérdidas y selección de alambre para bobinado	47
4.2.1.1 Pérdidas en el núcleo	48

4.2.1.2 Pérdidas en el cobre.....	48
4.3 Inductancia de dispersión.....	48
4.4 Capacitor de salida del convertidor Flyback	49
5 Integrado L6566B.....	51
5.1 Características del integrado.....	51
5.1.1 SoftStart.....	51
5.1.2 Modulación PWM.....	52
5.1.3 Protección ante baja tensión de entrada	52
5.1.4 Protección ante sobretensiones de salida	53
5.1.5 Protección ante cortocircuitos en la carga de salida.....	53
5.1.6 Protección ante circuito abierto en la salida	53
5.2 Conexiones externas al integrado L6566B	53
6 Función transferencia del sistema	58
6.1 Transferencia de avance $G(s)$	61
6.2 Transferencia de realimentación $H(s)$	61
6.3 Respuesta en frecuencia y fase de $T(s)$	62
7 Simulación del circuito y elección de componentes.....	66
7.1 Rectificación y filtrado	66
7.2 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado	72
7.2.1 Circuito enclavador y limitador de tensión	73
7.2.2 Capacitor de salida y diodo D_1	77
7.2.3 Protector de sobretensión de salida	79
7.2.4 Protector de baja tensión de salida	82
7.3 Bloque restador.....	83
7.4 Bloque de compensación	86
7.5 Bloque comparador PWM	87
7.6 Funcionamiento general del sistema	89
8 Disipadores de calor.....	92
8.1 MOSFET N-CH utilizado como llave	92
8.1.1 Potencia en estado ON	92
8.1.2 Potencia en estado OFF	92
8.1.3 Potencia en conmutación	93
8.2 MOSFET N-CH utilizado como drenador de corriente	93
8.3 Reguladores de tensión	94
9 PCB.....	96
9.1 Material del PCB	96
9.2 Capas del PCB.....	98
9.3 Capacidad de corriente de los trazos	98
9.4 Air clearance y creepage distance.....	98
10 Mediciones	103
10.1 Instrumentos utilizados.....	103
10.2 Elementos magnéticos	107

10.2.1 Inductor de dos puertos	107
10.2.2 Transformador de alta frecuencia	107
10.2.3 Inductancia de dispersión	108
10.3 Rectificación y filtro de entrada	108
10.4 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado	109
10.4.1 MOSFET	109
10.4.1.1 Tensión drain-source	109
10.4.1.2 Ciclo de trabajo	111
10.4.2 Secundario del inductor de dos puertos	113
10.4.3 Capacitor de salida	114
11 Discusión.....	115
12 Conclusión	117
Bibliografía	118
A Reguladores Conmutados Integrados.....	120
B Error en régimen permanente	124
C Tabla AWG.....	126

Lista de figuras

2.1	Diagrama en bloques de la alternativa 1	14
2.2	Diagrama en bloques de la alternativa 2.....	14
2.3	Diagrama en bloques de la alternativa 3.....	14
3.1	Fuente lineal.....	16
3.2	Fuente Conmutada.....	17
3.3	Diagrama en bloques de la fuente	19
3.4	Forma de onda de la tensión de línea.....	20
3.5	Puente de diodos.....	20
3.6	Forma de onda de la tensión a la salida del rectificador	20
3.7	Circuito completo de rectificación y filtrado	21
3.8	Forma de onda a la salida del capacitor de filtro.....	21
3.9	Convertidor Flyback doble aislado.....	22
3.10	Etapa T_{on}	23
3.11	Forma de onda de tensión del primario del inductor de dos puertos (superior), tensión sobre el gate del MOS principal (medio) y corriente sobre el primario del inductor de dos puertos (inferior).	24
3.12	Etapa T_{off1}	25
3.13	Etapa T_{off2}	25
3.14	Corriente en el secundario del transformador I_{2s}	26
3.15	Corriente en el secundario del inductor de dos puertos	26
3.16	Forma de onda de tensión del drain del MOS principal (superior) y la tensión en el secundario del inductor de dos puertos (inferior)	27
3.17	Bloque restador $V_o - V_{ref}$	29
3.18	Diagrama en bloques de un sistema realimentado con controlador	30
3.19	Bloque de compensación	31
3.20	Regulación controlada por tensión.....	31
3.21	Regulación controlada por corriente pico.....	32
3.22	Comparador PWM.....	33
4.1	Dimensiones del carrete ETD 44/22/15 (expresadas en mm).....	39
4.2	Forma de onda aplicada al primario del transformador	44
4.3	Flujo magnético en el transformador.....	45
4.4	Dimensiones del carrete ETD 39/20/13 (expresadas en mm).....	47
4.5	Circuito equivalente de un transformador o inductor de dos puertos con inductancia de dispersión	49
4.6	Circuito equivalente para el análisis de la inductancia de dispersión total.....	49
5.1	Diagrama de pines del integrado	51
5.2	Conexión del integrado.....	54
5.3	Offset en el pin CS	55
6.1	Diagrama de bode de la planta para $R_o = 4.8\Omega$	59
6.2	Diagrama de bode de la planta para $R_o = 100\Omega$	60
6.3	Diagrama en bloques del sistema.....	60
6.4	Diagrama de bode para $CTR_{total} = 0.3$ y $R_o = 4.8\Omega$	62
6.5	Diagrama de bode para $CTR_{total} = 1$ y $R_o = 4.8\Omega$	63
6.6	Diagrama de bode para $CTR_{total} = 0.3$ y $R_o = 100\Omega$	64

6.7	Diagrama de bode para $CTR_{total} = 1$ y $R_o = 100\Omega$	64
7.1	Rectificación y filtrado en NL5	67
7.2	Corriente sobre el diodo D_3	68
7.3	Potencia sobre el resistor R_7 sin el limitador de corriente.....	69
7.4	Potencia sobre R_7 con el limitador de corriente.....	69
7.5	Corriente pico del capacitor de filtro.....	70
7.6	Tensión sobre el capacitor de filtro	71
7.7	Convertidor Flyback doble aislado	73
7.8	Forma de onda de tensión en transistor T_1 sin circuito enclavador.....	74
7.9	Forma de onda de tensión en T_1 con circuito enclavador	75
7.10	Tensión sobre el secundario del inductor de dos puertos	76
7.11	Corriente y tensión sobre el diodo D_1	77
7.12	Forma de onda de tensión y corriente sobre C_o	78
7.13	Protector de sobretensión.....	79
7.14	Onda de tensión sobre C_1 y onda de corriente sobre T_2	81
7.15	Protector de dip	82
7.16	Forma de onda de la corriente I_{C_2}	83
7.17	Bloque restador	84
7.18	Forma de onda de potencia de los resistores R_7 y R_8	85
7.19	Bloque de compensación	86
7.20	Onda de potencia sobre el resistor R_{16} y R_{13}	87
7.21	Bloque comparador PWM.....	88
7.22	Circuito de simulación.....	90
7.23	Forma de onda de V_o , V_{int} y V_c	90
8.1	Disipador elegido.....	94
9.1	PCB.....	101
9.2	PCB con componentes	102
10.1	Osciloscopio Tektronix TDS 210.....	103
10.2	Fuente DC Denko de dos salidas 0-26V.....	103
10.3	Sonda Tektronix TPP0051.....	104
10.4	Sonda diferencial Tektronix P5200	104
10.5	Transformador de aislación Daitron 500VA	105
10.6	Medidor de impedancia LCR	105
10.7	Multímetro digital Galt GMF-39D	106
10.8	Medidor de aislación HI-POT Tester.....	106
10.9	Inductor de dos puertos	107
10.10	Transformador de alta frecuencia	107
10.11	Tensión en el capacitor de filtro	108
10.12	Tensión en una de las resistencias de carga	109
10.13	Tensión drain-source con una carga de 100Ω , punta 500X	110
10.14	Tensión drain-source con una carga de 6.3Ω , punta 500X	110
10.15	Ciclo de trabajo con una carga de 100Ω	111
10.16	Ciclo de trabajo con una carga de 6.3Ω	112
10.17	Forma de onda de tensión en el secundario del inductor de dos puertos con una carga de 100Ω , punta 50X.....	113
10.18	Forma de onda de tensión en el secundario del inductor de dos puertos con una carga de 6.3Ω , punta 50X.....	113

10.19	Forma de onda de tensión del capacitor de salida ante variaciones de carga	114
A.1	Conexión externo	120
A.2	Conexión salida 12 V	121
A.3	Conexión de la salida de $-12V$	121
A.4	Diagrama de pines	122
A.5	Conexión externo del ISR	122
B.1	Diagrama en bloques de un sistema realimentado	124

Lista de tablas

2.1	Requerimientos	13
3.1	Valores de tensión y corriente de salida de la fuente	19
4.1	Formas de los núcleos.....	37
4.2	Alambre en función de la frecuencia de operación (expresado en mils)	40
4.3	Resistencia en función de la construcción del alambre de Litz	41
4.4	Factor H en función de X	42
4.5	Factor K en función de N	42
9.1	Material del PCB.....	96
9.2	Comparación de los materiales según su CTI	97
9.3	Ancho de trazo en función de la capacidad de corriente.....	98
9.4	Air clearance y creepage para medios de protección del paciente	100
9.5	Air clearance para medios de protección del operario	100
9.6	Creepage para medios de protección del operario	101
A.1	Valores de resistencia según tensión de salida deseada.....	123
C.1	Tabla AWG de conductores eléctricos.....	126

Capítulo 1

Introducción

El presente trabajo final de la carrera de Ingeniería Electrónica consiste en el diseño e implementación de una fuente de alimentación AC-DC de grado médico.

Una fuente de alimentación AC-DC es un convertidor de potencia que transforma la energía disponible en la red eléctrica bajo la forma de tensión alterna, a los requerimientos de tensión o corriente continua de una aplicación. Estos dispositivos se denominan de grado médico cuando cumplen ciertas especificaciones de aislación para la protección del operario del equipo y del paciente para uso en electromedicina.

La fuente proyectada posee cuatro salidas y se utilizará para equipos médicos de grado BF. Presenta tres salidas fijas y una salida variable ajustable por el operario del equipo. La denominación “grado BF” responde a la baja corriente de fuga y a la existencia de dos barreras de aislación física entre la entrada de red y cada una de las salidas.

El proyecto surge de una problemática del laboratorio de Bioingeniería de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata, ante la falta de un dispositivo que adapte la tensión de línea a la requerida por sus equipos médicos y los proteja para su uso en pruebas de investigación. La falta de este dispositivo impedía el uso de estos equipos para futuras investigaciones. En el transcurso de la carrera y a medida que nuestros conocimientos se iban perfeccionando, se fue generando el interés en aplicar nuestros estudios al campo médico. Esta necesidad nos motivó para la elección del proyecto, ya que contribuíamos a la resolución de una problemática de la facultad, y nos permitía, a la vez, aplicar nuestros conocimientos en el campo de la medicina.

Se consultaron a las autoridades del Laboratorio de Bioingeniería, para definir los requerimientos que debía cumplir la fuente. Luego de realizada la consulta se comenzó con la investigación de las distintas fuentes de alimentación de grado médico existentes en el mercado, y sus posibles mejoras en costo y en funcionalidad. De dicho análisis se comprobó que no existía en el mercado fuentes de grado médico de cuatro salidas. Esta investigación sumada a una amplia variedad de bibliografía estudiada y a la consulta de expertos en la materia, nos permitió diseñar la fuente para que cumpliera con los requerimientos exigidos. Este prototipo fue diseñado, simulado, construido y analizada su performance con instrumental de laboratorio.

El primer capítulo de este proyecto se trata del marco teórico del trabajo. En este capítulo se clasifican los distintos tipos de fuentes y equipos electrónicos que se utilizan en el ámbito médico. Luego se presentan las especificaciones que debe cumplir el dispositivo y un diagrama en bloques con las distintas etapas de la fuente. Por último se da una explicación teórica del funcionamiento de cada bloque.

En el inicio del segundo capítulo se exhibe la simulación de las distintas etapas del dispositivo. Esta simulación se lleva a cabo para conocer las condiciones de funcionamiento del circuito para una correcta elección de los componentes a utilizar. Se

explican las características de cada elemento de la fuente, el motivo de su selección y se muestra la función transferencia del sistema analizando la estabilidad, precisión y velocidad de respuesta. En el final de este apartado se presenta el diseño del circuito impreso.

El tercer y último capítulo del proyecto comienza con la implementación del circuito y su puesta a punto para la realización de pruebas que comprueben su funcionamiento. Concluida la construcción del dispositivo se observan las señales entregadas por la fuente mediante instrumentos de medición y se contrastan con las señales simuladas para verificar el cumplimiento de los requerimientos exigidos.

Capítulo 2

Anteproyecto

Este apartado involucra el análisis de soluciones alternativas para poder cumplir los requerimientos detallados en la **Tabla 2.1**, considerando aspectos como costo, precisión, seguridad eléctrica, eficiencia y tamaño. Posteriormente se seleccionará la opción que más se adapte a los requisitos planteados.

Tabla 2.1- Requerimientos.

Tipo de requerimiento	Características
Potencia de la fuente	91W
Múltiples salidas	Utilización de salidas de manera simultánea
Seguridad eléctrica	Aislación eléctrica de grado BF
Precisión	Variación de la tensión de salida menor al 3%
Salida N°1	$V_o=5V$ $I_o=2A$
Salida N°2	$V_o=12V$ $I_o=2A$
Salida N°3	$V_o=-12V$ $I_o=1A$
Salida N°4	$V_o=17-20V$ $I_o=2,25A$
Eficiencia	$\eta =80\%$
Tamaño	25cmx18cmx15cm

A continuación en las **Figuras 2.1, 2.2 y 2.3** se presentarán los diagramas en bloque de las distintas alternativas.

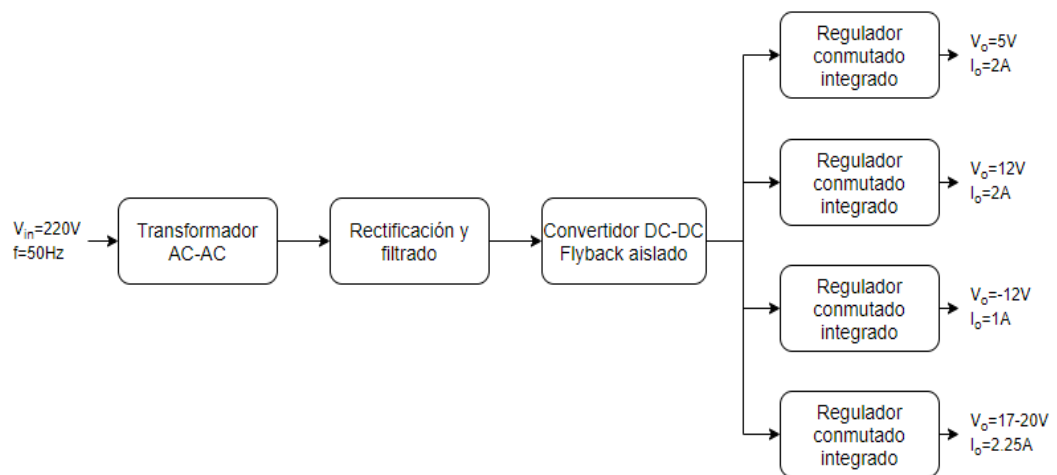


Figura 2.1- Diagrama en bloques de la alternativa 1.

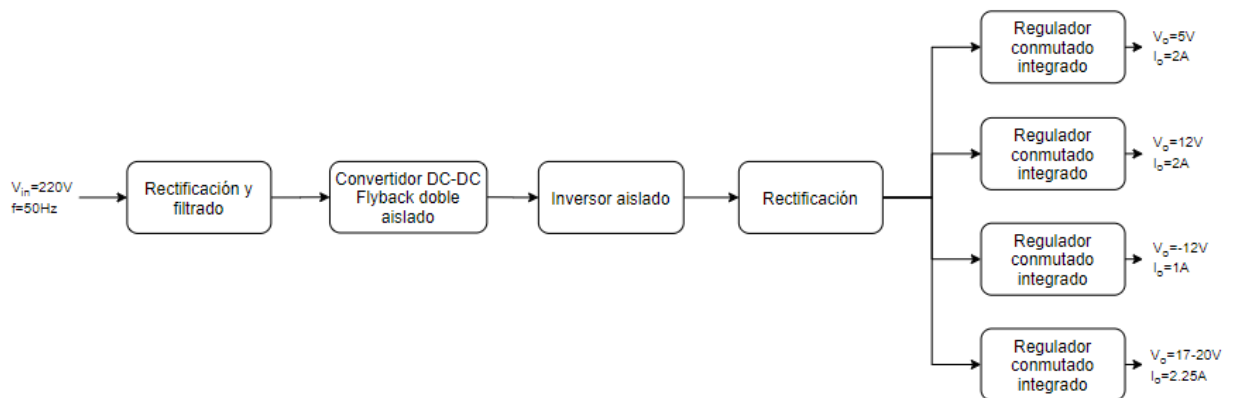


Figura 2.2- Diagrama en bloques de la alternativa 2.

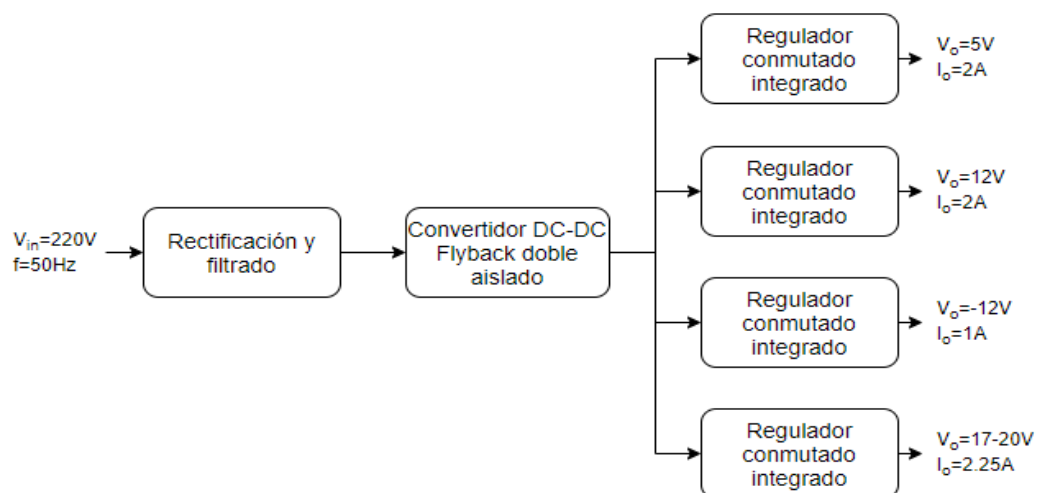


Figura 2.3- Diagrama en bloques de la alternativa 3.

Basándonos en los criterios que se eligieron la opción que se seleccionó fue la **alternativa 3**.

- Costo: La utilización de dos transformadores de alta frecuencia para cumplir con las barreras de seguridad hace más barata la fuente.
- Tamaño: La alternativa 1 posee un transformador AC-AC el cual excede el volumen que se requiere. Las opciones 2 y 3 ocupan aproximadamente el mismo espacio.
- Precisión: Este criterio depende de los reguladores conmutados integrados por lo tanto, es igual en las tres alternativas.
- Seguridad eléctrica: Las tres alternativas presentan dos barreras de aislación galvánica.

Del análisis surge que el criterio de tamaño y costo fueron determinantes para la elección de la **alternativa 3**.

Capítulo 3

Proyecto: Fuente de Alimentación de Grado Médico

3.1 Fuentes de alimentación

La fuente de alimentación refiere a un dispositivo que convierte la energía eléctrica provista por la red en forma de tensión alterna en una tensión continua controlada y de diferente magnitud.

3.1.1 Clasificación según su funcionamiento

Se consideran para esta aplicación dos tipos de fuentes AC-DC:

- Fuentes lineales (**Figura 3.1**): La tensión de línea ingresa directamente a un transformador que provee aislamiento y reduce su amplitud para luego ser rectificada, filtrada y finalmente regulada. El control de la tensión de salida se realiza mediante un elemento activo en serie que compensa las variaciones en la entrada.

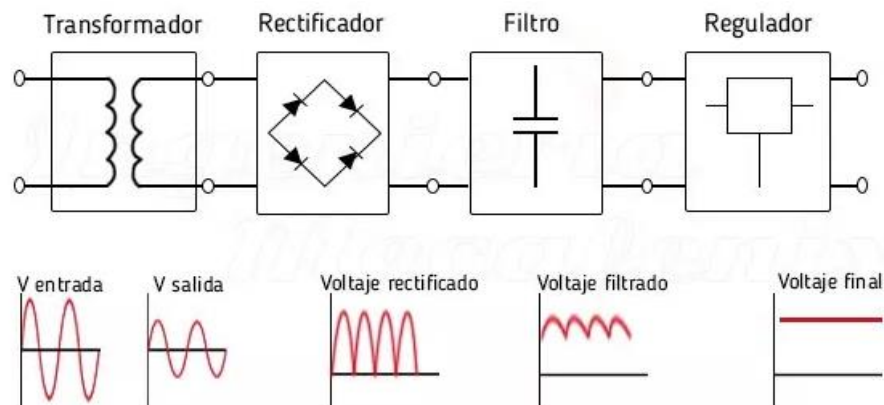


Figura 3.1- Fuente lineal.

- Fuentes conmutadas (**Figura 3.2**): En general a partir de la rectificación y filtrado de la red se obtiene una tensión continua con ripple que alimenta una topología conmutadora con transformador de aislamiento. La frecuencia de conmutación empleada varía en el rango de $20kHz$ a $2MHz$. En el puerto de salida del transformador se dispone un rectificador de alta frecuencia y un filtro para recuperar otra tensión continua. El control de la magnitud de salida se realiza típicamente mediante una estrategia de modulación de ciclo de trabajo a frecuencia fija (PWM) con un lazo de control.

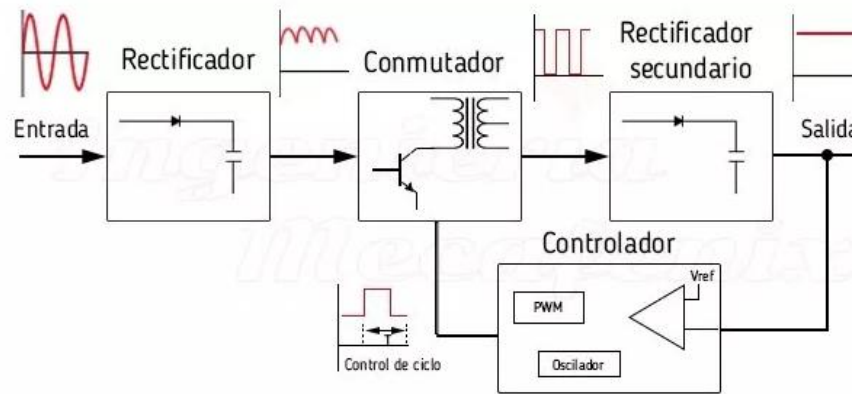


Figura 3.2- Fuente Conmutada.

Las ventajas de las fuentes lineales son su simplicidad, su bajo ruido de salida y su rápida respuesta dinámica. En el caso de las fuentes conmutadas el hecho de trabajar a más altas frecuencias, reduce el tamaño y el peso del elemento magnético.

3.1.2 Clasificación según su tipo de aislación

Las fuentes AC-DC según la norma IEC 60601-1 se dividen en diferentes clases en función de su aislamiento eléctrico:

- Clase 0: Poseen una única barrera de aislación y no tienen sus partes conductoras conectadas a tierra. Estos dispositivos conllevan riesgo eléctrico elevado en aplicaciones médicas y no se recomienda su uso.
- Clase 1: Poseen una barrera de aislación única pero, además, tienen su chasis conectado a una toma de tierra.
- Clase 2: Tienen dos barreras de aislación eléctrica. Estos dispositivos no requieren una toma de seguridad a tierra eléctrica.
- Clase 3: Son equipos que trabajan con tensiones reducidas, sin elementos conectados a la tensión de línea. Estos dispositivos no necesitan aislación ya que son alimentados a través de una batería. No requiere las protecciones de las anteriores clases debido a que no maneja alto voltaje.

Toda fuente que se conecta a la red de línea debe tener al menos una barrera de aislación eléctrica por razones de seguridad en el uso.

3.1.3 Usos de las fuentes de alimentación

Las fuentes de alimentación que integran equipamiento para electromedicina se vinculan eléctricamente en forma directa o indirectamente con individuos.

Los equipos que trabajan en entornos médicos requieren un tratamiento especial y están regidos por la norma IEC-EN 60601. Ésta define al equipo electromédico como "El equipo

eléctrico que tiene una parte aplicada al paciente o tiene transferencia de energía hacia o desde el paciente o la detección de este tipo de energía hacia o desde el paciente” (Salazar Gómez Antonio José, 2020). Cualquier tipo de fuente de alimentación externa que alimente a estos equipos también es alcanzada por dicha norma. La regulación IEC-EN 60601 establece los parámetros máximos de corriente de fuga, voltaje aplicado y transferencia de energía hacia el paciente. La corriente de fuga se define como “*corriente que circula desde la parte de red de alimentación a lo largo o a través del aislamiento al conductor de protección de tierra*” (Salazar Gómez Antonio José, 2020). La corriente de fuga del paciente es la que circula desde la red hacia la protección de tierra a través del paciente.

3.2 Clasificaciones de equipos electromédicos

La norma IEC-EN 60601 realiza una categorización de los equipos eléctricos utilizados en la medicina de acuerdo a su grado de protección eléctrica.

- Clase B: Son equipos con clase de aislamiento eléctrico 1, 2 o 3 (ver sección 3.1.2) que presentan una corriente de fuga del paciente menor a $100\mu A$ en condiciones normales y $500\mu A$ en condiciones de fallo. No deben tener ninguna parte directamente aplicada al paciente. El respirador y el oxímetro de pulso son dispositivos de clase B.
- Clase BF: Son equipos de clase B con partes aplicadas al paciente mediante circuitos flotantes eléctricamente. No están conectadas directamente al corazón. El ecógrafo y los equipos de radiografía son ejemplos de esta clase.
- Clase CF: Son equipos que proveen un mayor grado de aislación eléctrica frente a descargas eléctricas que los de tipo BF. Presentan una corriente de fuga eventual a través del paciente menor a $10\mu A$ en condiciones normales y $50\mu A$ en condiciones de fallo. Los equipos de esta clase más utilizados son el desfibrilador o el electrocardiógrafo.

3.3 Fuente de alimentación Kamezick

La fuente de alimentación que se desarrolla en este trabajo fue diseñada para cumplir con los requerimientos de un equipo de grado BF. Este dispositivo, según su tipo de aislación eléctrica, se denomina de clase 2 (ver sección 3.1.2). Tiene dos barreras de aislación, por lo tanto, si la protección básica falla, el aislamiento complementario impide el contacto con las partes bajo tensión.

Este equipo posee cuatro salidas con los valores de tensión y disponibilidad de corriente indicados en la **Tabla 3.1**:

Tabla 3.1- Valores de tensión y corriente de salida de la fuente.

	Voltaje de salida	Corriente de salida
Salida 1	5V	2A
Salida 2	12V	2A
Salida 3	-12V	1A
Salida 4	17V-20V	2.25A

La fuente se divide en cuatro grandes bloques funcionales siguiendo el orden de izquierda a derecha como podremos observar en la **Figura 3.3**:

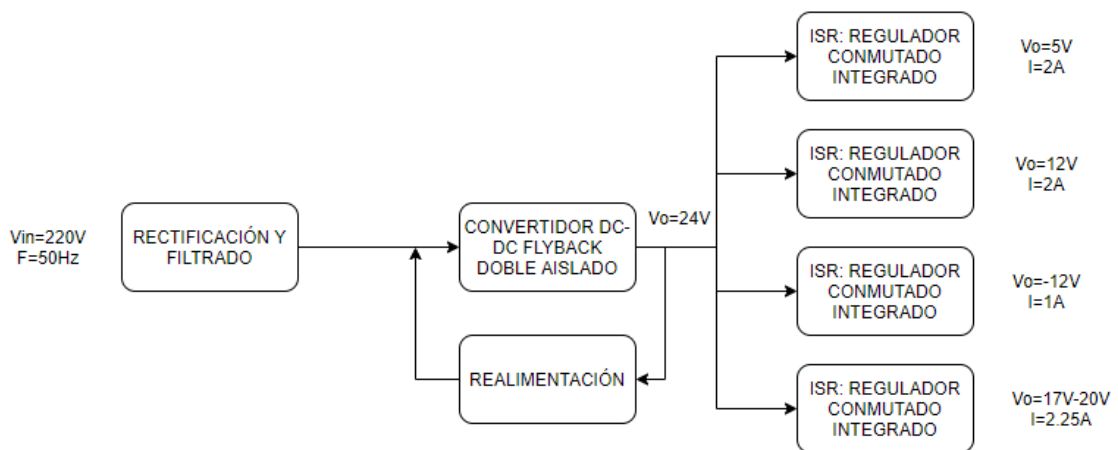


Figura 3.3- Diagrama en bloques de la fuente.

La tensión de línea ingresa a la fuente mediante la etapa de rectificación y filtrado. Este bloque se encarga de convertir la tensión alterna en continua, utilizada por el convertidor Flyback que realiza una primera etapa de regulación en 24VDC. Los ISR [ver anexo A] conectados al bus intermedio de 24VDC regulan las salidas individuales del sistema a los valores indicados en la **Tabla 3.1**. La regulación del bus intermedio a 24VDC se obtiene con un lazo de control, realimentando una señal de corriente proporcional al valor de tensión a través de una doble barrera de aislación óptica.

3.3.1 Rectificación

La forma de onda entregada por la red de línea se muestra en la **Figura 3.4**.

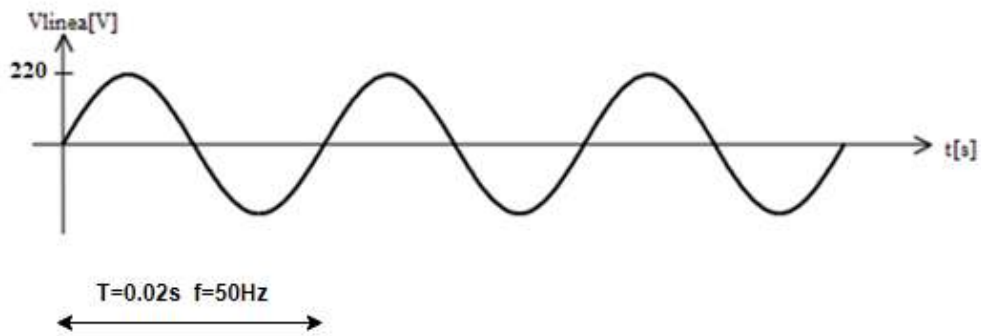


Figura 3.4- Forma de onda de la tensión de línea.

Se debe tener en cuenta que dicha forma de onda puede experimentar cambios en su amplitud. Se toma una variación de -15% y $+10\%$ y además la fuente debe ser capaz de sostener la mínima tensión compatible con la regulación de la fuente en casi de hueco de tensión de medio ciclo.

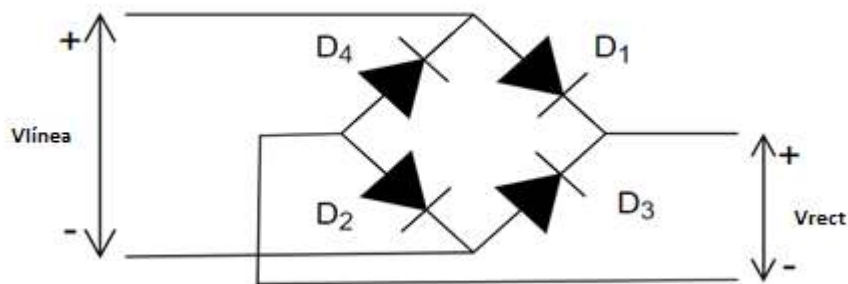


Figura 3.5- Puente de diodos.

A continuación, en la **Figura 3.6**, observamos la señal de salida del puente de diodos.

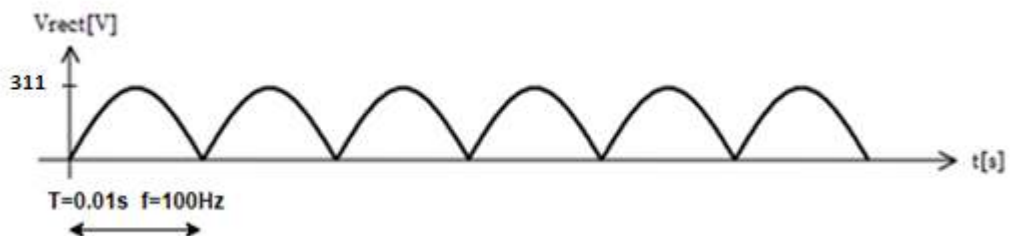


Figura 3.6- Forma de onda de la tensión a la salida del rectificador.

3.3.2 Filtrado

En la **Figura 3.7** observamos el circuito de la etapa completa de rectificación y filtrado.

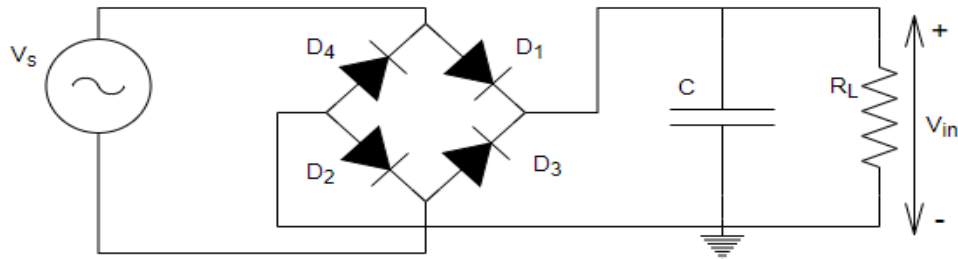


Figura 3.7- Circuito completo de rectificación y filtrado.

Observamos con más detalle la forma de onda a la salida del capacitor en la **Figura 3.8**:

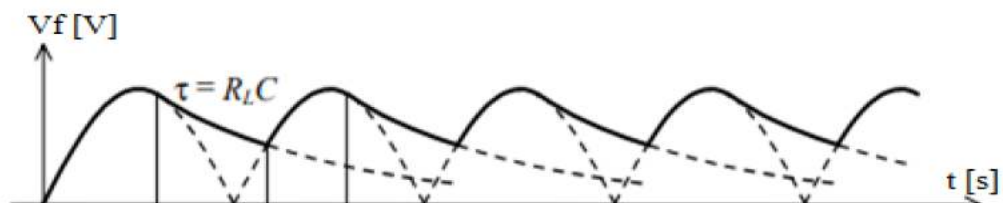


Figura 3.8- Forma de onda a la salida del capacitor de filtro.

3.3.3 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado

En este proyecto, el Flyback funcionará como un regulador para un bus DC intermedio en $24V$, sobre el cual se conectarán cuatro convertidores DC-DC, uno para cada salida de la fuente. En este caso el convertidor contará con un inductor de dos puertos (L_{1P} y L_{1S} , $\frac{N_{11}}{N_{21}} = N_1$) y con un transformador (L_{2P} y L_{2S} , $\frac{N_{12}}{N_{22}} = N_2$) teniendo este último una relación de espiras unitaria. Dichos elementos otorgarán dos barreras de aislación al dispositivo. A diferencia del transformador, en el cual la energía extraída desde un secundario proviene en todo instante de la energía de excitación primaria, el inductor de dos puertos almacena energía a través de la corriente en uno de sus arrollamientos en el campo magnético del núcleo durante un intervalo de tiempo, y la extrae desde otro arrollamiento en el intervalo de tiempo siguiente, en forma periódica.

A continuación, en la **Figura 3.9** se presenta el circuito del convertidor Flyback doble aislado.

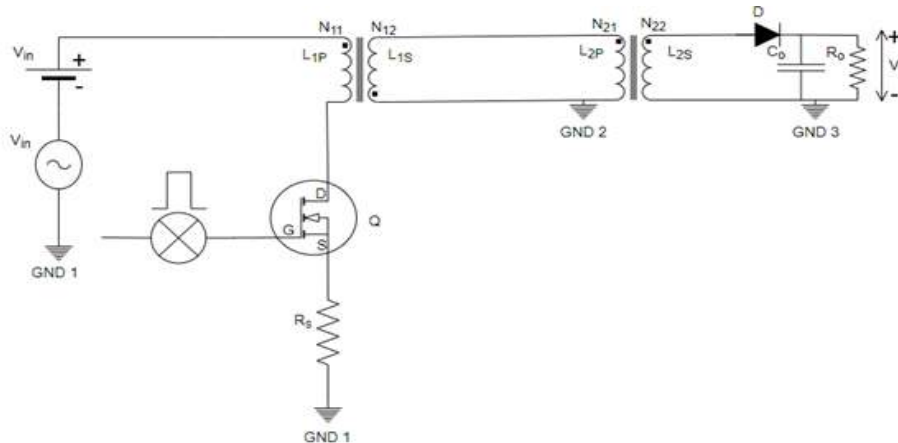


Figura 3.9- Convertidor Flyback doble aislado.

El transistor MOSFET Q en el circuito opera como un interruptor accionado periódicamente a frecuencia fija por la señal de comando en su gate.

La relación de conversión resultante, esto es, el cociente entre las magnitudes de tensión de entrada y salida, depende del modo de funcionamiento del circuito. En el modo de funcionamiento continuo (CCM) la energía almacenada en el núcleo es distinta de cero a expensas de la excitación $H = N_p * I_p + N_s * I_s$ en todo momento, y el circuitalmente se fuerza a que secuencialmente una de las corrientes (primario o secundaria) sea nula. De esta manera, la tensión de salida obtenida es independiente de la corriente de carga. Por otro lado, en el modo de funcionamiento discontinuo (DCM) la energía almacenada se anula en forma secuencial durante intervalos de tiempo que dependen de la corriente extraída en el devanado secundario. En este modo, la tensión obtenida depende de la corriente de carga. Este convertidor se dimensionó para operación en **DCM**.

En la **Figura 3.10** se presenta la etapa T_{on} . En esta etapa la señal rectangular aplicada sobre el gate, se encuentra en el valor requerido para saturar al transistor y éste consecuentemente se satura. Luego comienza a circular la corriente I_{1p} por L_{1p} cargando al inductor. En L_{1s} aparece una tensión negativa respecto de GND 2 de valor $V_{L_{1s}} = -\frac{V_{in}}{N_1}$. Por el inductor secundario L_{1s} circula la corriente I_{1s} que carga al primario del transformador L_{2p} . Debido a las polaridades de la tensión de salida y las tensiones inducidas, el diodo D queda en inversa en esta etapa y por lo tanto la salida solo es proporcionada por la corriente proveniente del capacitor C_o .

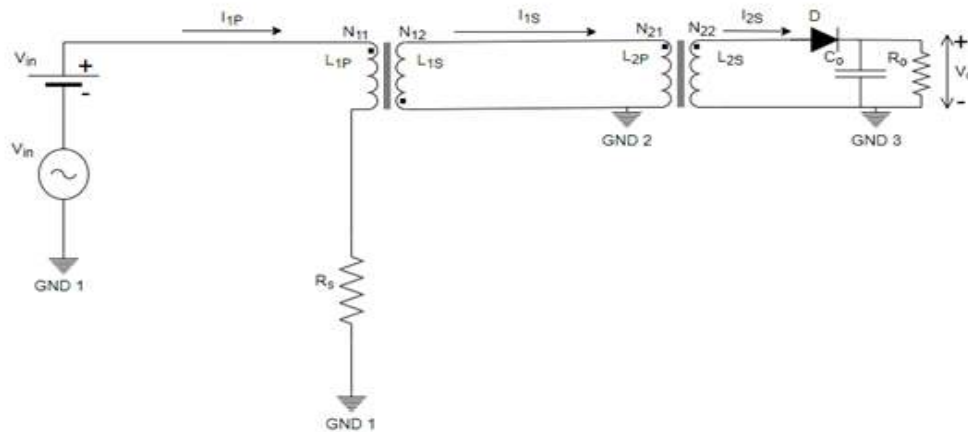


Figura 3.10- Etapa T_{on} .

La corriente I_{1p} se observa en la **Figura 3.11**. Aunque la tensión V_{in} se mantiene constante en todo el período, solo circula corriente por el primario del inductor de dos puertos cuando el transistor se encuentra conduciendo. Asumiendo que la resistencia serie en el circuito primario es despreciable, durante este tiempo T_{on} la corriente crece con una pendiente que depende del valor del inductor primario y de la inductancia reflejada. Luego de T_{on} el transistor deja de conducir y $I_{1p} = 0$. El convertidor almacena energía de la entrada en el tiempo T_{on} y la entrega en la salida en T_{off1} .

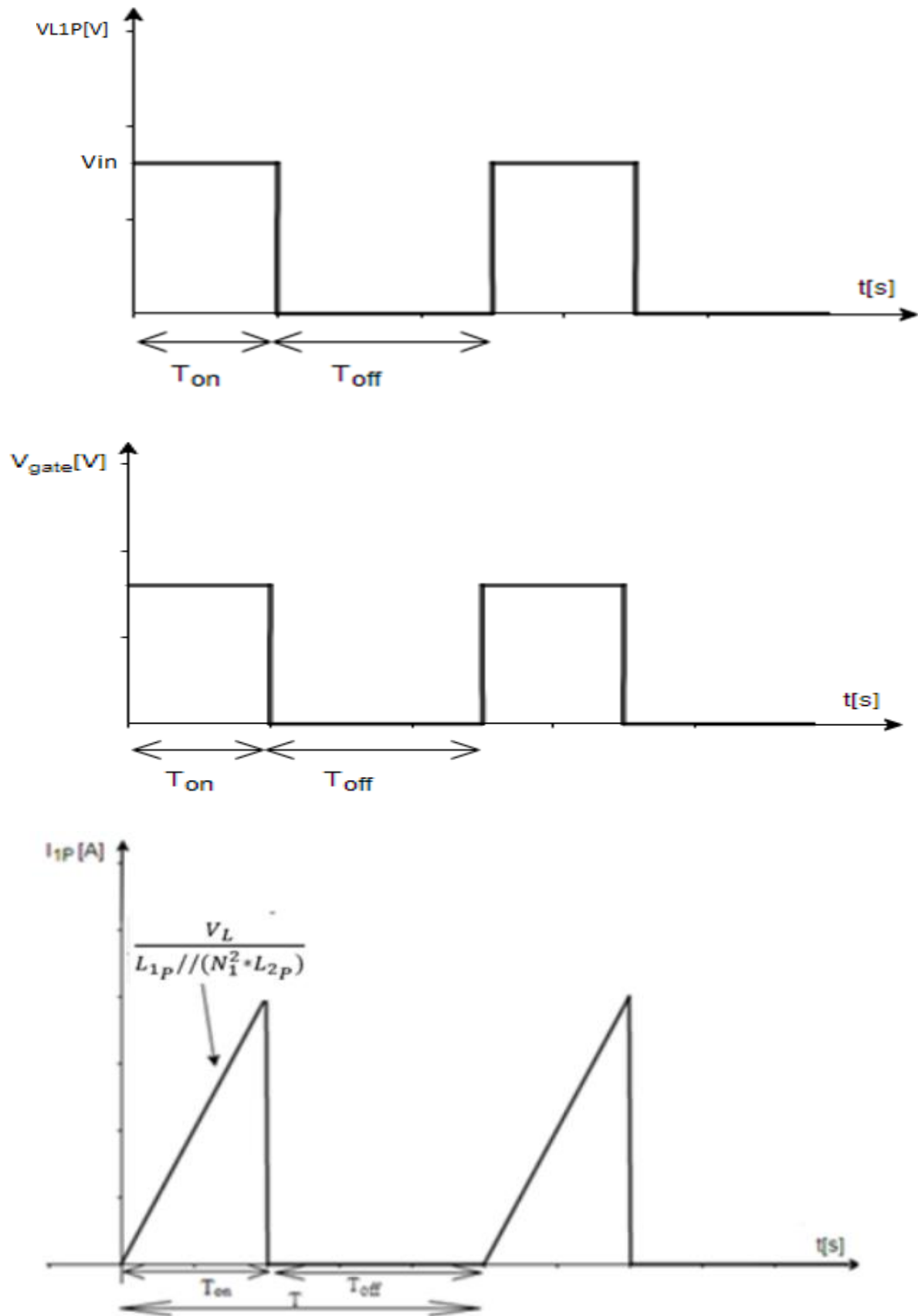


Figura 3.11- Forma de onda de tensión del primario del inductor de dos puertos (superior), tensión sobre el gate del MOS principal (medio) y corriente sobre el primario del inductor de dos puertos (inferior).

Como se muestra en la **Figura 3.11**, en el inicio de la etapa T_{off1} la tensión del gate se anula comandando al MOS al corte. La corriente I_{1p} se extingue y sobre el inductor L_{1s} aparece la tensión de salida V_o . Al forzarse circuitalmente $I_{1p} = 0$ mediante el apagado del transistor, el campo magnético asociado en el inductor deviene sostenido por la imposición de una corriente I_{1s} con el sentido indicado, resultando asimismo la excitación primaria del transformador que da origen a I_{2s} . Esta corriente I_{2s} no solo alimenta la salida, sino también carga al capacitor, que en la etapa T_{on} envía corriente hacia el resistor de carga R_o y se descargaba levemente. Esta etapa finaliza cuando el inductor L_{1s} entrega toda la energía que se almacenó en el núcleo en el tiempo T_{on} .

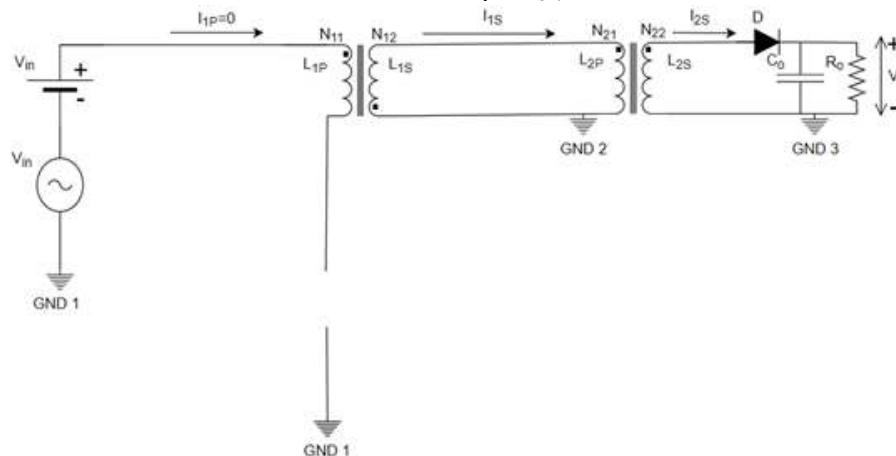


Figura 3.12- Etapa T_{off1} .

En esta última etapa denominada T_{off2} , **Figura 3.13**, al no circular corriente por el inductor de dos puertos, la única corriente que circula es la del capacitor C_o que alimenta a la salida. Esta etapa finaliza cuando la señal rectangular hace conducir al transistor Q nuevamente.

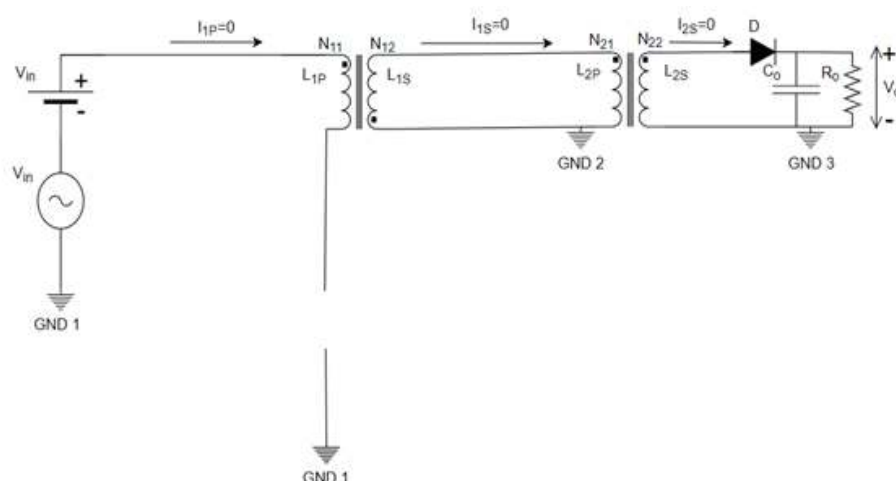


Figura 3.13- Etapa T_{off2} .

En la **Figura 3.14** se grafica la corriente I_{2s} que circula por el secundario del transformador. En el tiempo T_{on} la corriente debería circular en sentido negativo pero el diodo evita que esto suceda. En T_{off1} la corriente se invierte, circula en sentido positivo y se descarga con una pendiente que depende del paralelo entre el valor de inductancia del secundario del transformador y el valor de inductancia del secundario del inductor de dos puertos reflejado. Esta corriente alimenta a la salida y al capacitor C_o . Una vez que se descarga completamente esta corriente, comienza el tiempo T_{off2} y la salida es alimentada solamente por el capacitor C_o .

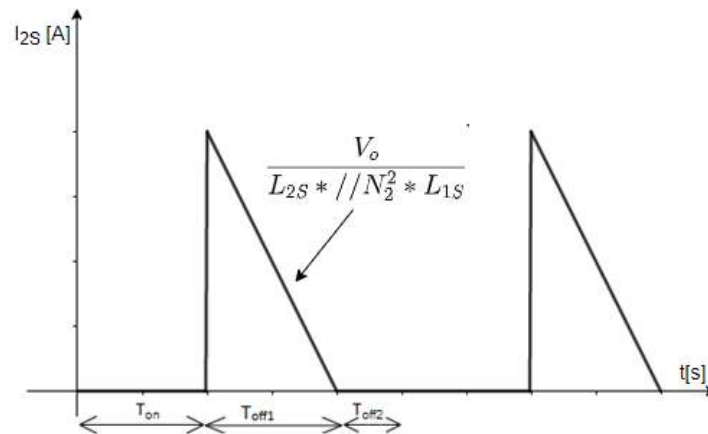


Figura 3.14- Corriente en el secundario del transformador I_{2s} .

En la **Figura 3.15** se observa la corriente que circula por L_{1s} . En el tiempo T_{on} en el inductor L_{1s} por la convención de terminales homólogos, aparece una tensión negativa reflejada que lo carga con una pendiente que depende de su valor de inductancia. En el tiempo T_{off1} deja de conducir el transistor Q, aparece la tensión V_o sobre los terminales del inductor L_{1s} y deja de circular corriente por L_{1p} . El inductor L_{1s} invierte su corriente y se descarga con una pendiente que depende de su valor de inductancia y de la inductancia reflejada por el secundario del transformador.

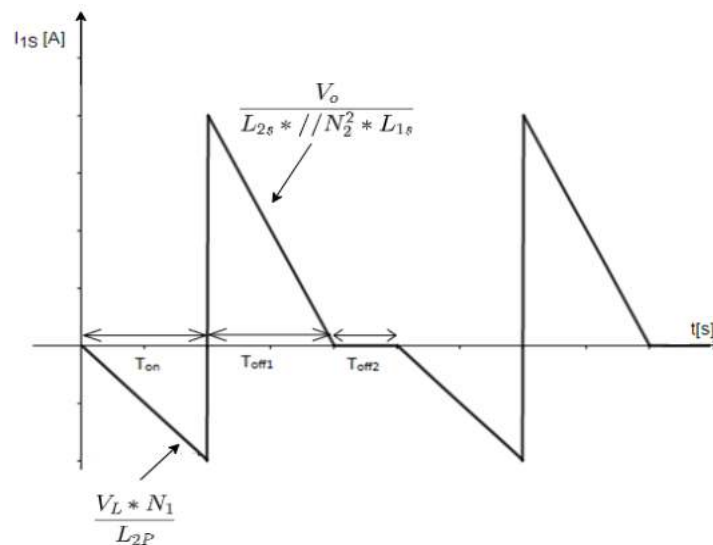


Figura 3.15- Corriente en el secundario del inductor de dos puertos.

La tensión sobre el transistor, **Figura 3.16**, varía según la etapa en la que se encuentre el convertidor. En la etapa T_{off1} Q no conduce y soporta la tensión de entrada sumada a la tensión reflejada del secundario del inductor de dos puertos $V_{MOSFET} = V_{in} + \frac{V_o}{N_1}$. En la etapa T_{off2} el transistor continúa sin conducir y no circula corriente por el inductor de dos puertos, por lo tanto no existe tensión reflejada. Solo aparece entre sus bornes la tensión de entrada V_{in} . Durante T_{on} el MOSFET es comandado al encendido y se cumple que $V_{MOSFET} = I_d * R_{ds(on)} \sim 0V$.

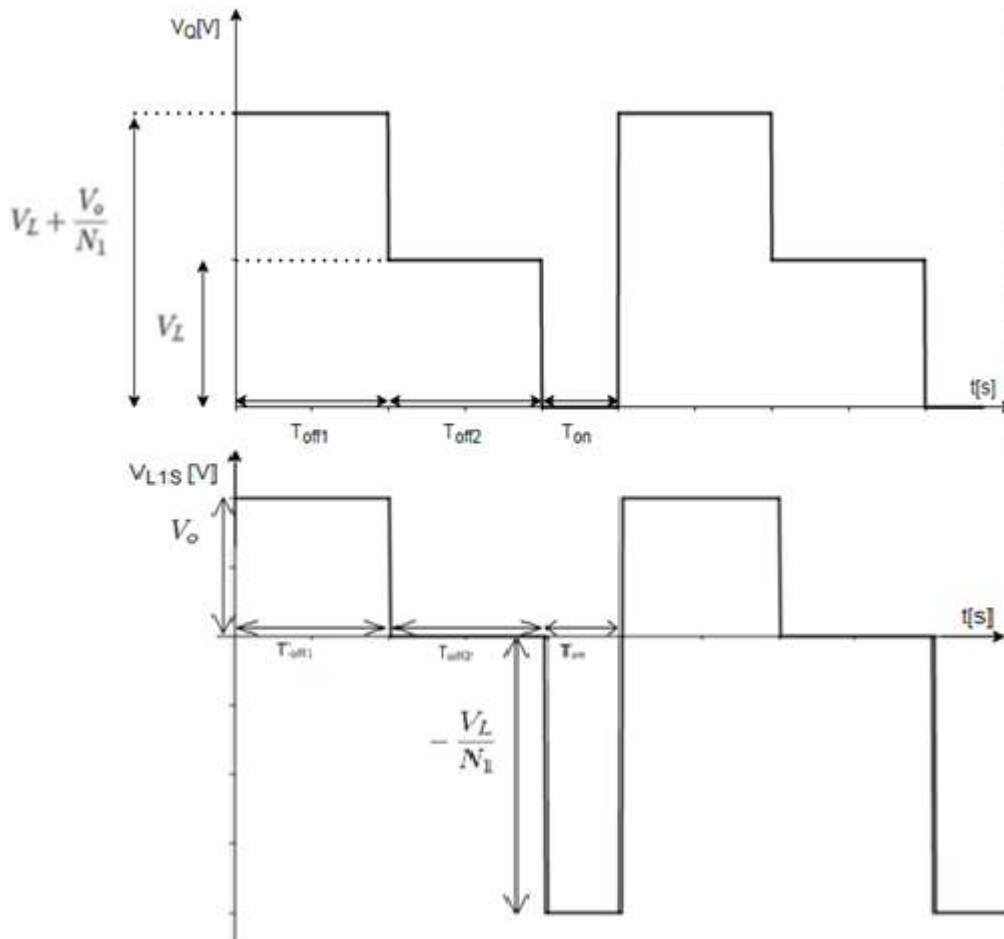


Figura 3.16- Forma de onda de tensión de drain del MOS principal (superior) y la tensión en el secundario del inductor de dos puertos (inferior).

Como vimos anteriormente se almacena energía en el núcleo en el tiempo T_{on} y se descarga en la etapa T_{off1} . Las variaciones de corriente, tanto en la entrada como en la salida, se observan en las siguientes ecuaciones:

$$\Delta I_{1p} = \frac{(V_{in} * T_{on})}{(L_{1p} // (N_1^2 * L_{2p}))} \quad (3.1)$$

Donde $T_{on} = D * T$ y $T = T_{on} + T_{off1} + T_{off2} \Rightarrow 0 \leq D \leq 1$

$$\Delta I_{2s} = \frac{(V_o * T_{off1})}{(L_{2s} // L_{1s})} \quad (3.2)$$

Donde $T_{off1} = D_1 * T$; siendo T es el período de conmutación.

Como estamos analizando un caso ideal, la energía de entrada E_i se transfiere totalmente a la salida E_o .

$$E_i = 0.5 * (L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2)) * \Delta I_{1p}^2 \quad (3.3)$$

$$E_o = 0.5 * (L_{2s} // (L_{1s} * N_2^2)) * \Delta I_{2s}^2 \quad (3.4)$$

Desarrollando (3.3)=(3.4) llegamos a la siguiente ecuación:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D_1} * \sqrt{\frac{L_{2s} // (L_{1s} * N_2^2)}{L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2)}} \quad (3.5)$$

En un caso sin pérdidas $P_i = P_o$ siendo:

$$P_{in} = \frac{V_o}{R_o} = V_{in} * I_L = P_o \quad (3.6)$$

Donde $P_{in} = \frac{V_{in} * \Delta I_1 * D}{2}$ (3.7) y $P_o = \left(\frac{D}{D_1}\right)^2 * \frac{L_{2s} // (L_{1s} * N_2^2)}{L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2)} * \frac{V_{in}^2}{R_o}$ (3.8) y donde V_o es calculado en la ecuación 3.5. Igualando y desarrollando llegamos a la siguiente ecuación:

$$D_1 = \sqrt{\frac{R_o * T}{L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2)}} \quad (3.9)$$

Si reemplazamos la ecuación 3.9 en la ecuación 3.5 llegamos al siguiente resultado:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D * \sqrt{\frac{0.5 * R_o * T}{L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2)}} \quad (3.10)$$

La ecuación 3.5 representa la relación de tensión entre la entrada y la salida del convertidor Flyback doble aislado. Se observa que ésta depende de varios factores, algunos fijos como los valores de los inductores L_{1p} , L_{2p} y la relación de vueltas N_1 , y otros variables como R_o y D . En este diseño T es el período de conmutación y es constante. En otras aplicaciones de frecuencia variable por ejemplo como estrategia de control, T sería en consecuencia también variable.

Como se requiere una salida de tensión fija se diseñará una estrategia para que el ciclo de trabajo adopte el valor necesario para lograr la tensión de salida que se desea a una determinada carga y una determinada tensión de entrada V_{in} . En caso de variación en los dos parámetros mencionados D funcionará como corrector para mantener V_o .

La ecuación que representa la relación entre tensiones de entrada y salida para un Flyback aislado en DCM es la siguiente:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D * \sqrt{\frac{0.5 * R_o * T}{L_{1p}}} \quad (3.11)$$

Si comparamos las ecuaciones 3.10 y 3.11 llegamos a la conclusión que si el inductor L_{1p} es diez veces menor que el valor de la inductancia reflejada del secundario $L_{2p} * N_1^2$, las ecuaciones que representan las relaciones de tensión de ambos convertidores son iguales y se puede tomar al convertidor doble aislado como un Flyback aislado común. Esto sucede porque si $10 * L_{1p} < L_{2p} * N_1^2$ se puede aproximar $L_{1p} // (L_{2p} * N_1^2) = L_{1p}$.

La función transferencia del convertidor Flyback hasta a una frecuencia menor que $\frac{1}{2}T$ (Jovanović Milan, 2013):

$$\frac{V_o(s)}{D} = V_{in} * \sqrt{\frac{0.5 * R_o * T}{L_{1p}}} * \frac{(1 + \frac{s}{w_z})}{(1 + \frac{s}{w_p})} \quad (3.12)$$

Siendo:

$$w_z = \frac{1}{R_c * C_o}; \text{ donde } R_c \text{ es la resistencia serie del capacitor } C_o.$$

$$w_p = \frac{2}{C_o * (R_o + R_c)}$$

3.4 Realimentación y control

3.4.1 Bloque restador

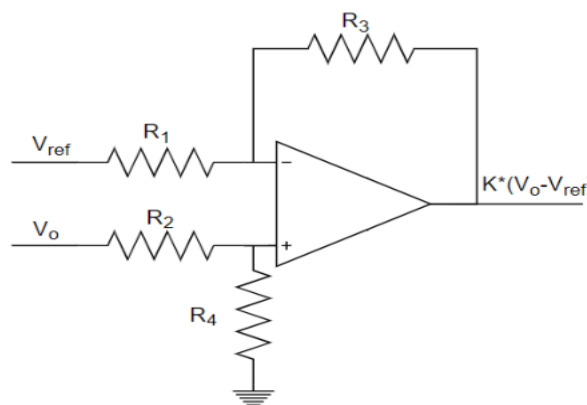


Figura 3.17- Bloque restador $V_o - V_{ref}$.

Asumiendo que $R_3 = R_4$ y $R_1 = R_2$. La transferencia de este bloque es

$$G_c(s) = (V_o - V_{ref}) * \frac{R_1}{R_3} \quad (3.13)$$

3.4.2 Controlador

En este caso la acción de control se realiza sobre el ciclo de trabajo D, el cual indica la proporción del período que estará activa la señal rectangular que comanda la llave. El incremento del factor D hace que la salida V_o se incremente y viceversa con su correspondiente dinámica.

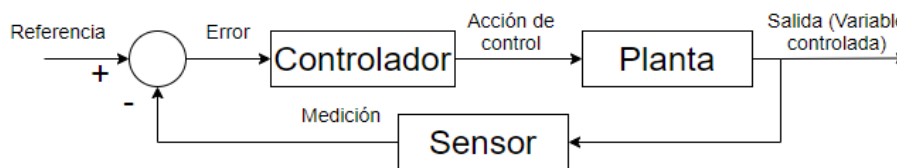


Figura 3.18- Diagrama en bloques de un sistema realimentado con controlador.

3.4.3 Bloque de compensación

El compensador previsto para el sistema de control se muestra en la **Figura 3.19**. Este bloque presenta un polo en el origen y un cero. El polo permite obtener error nulo al escalón en régimen estacionario y el cero se dispone para hacer estable el circuito [ver anexo B]. Este sistema, ante cambios en forma de escalón en la referencia, va a reaccionar replicando esa variación en la salida y eliminando la diferencia que se ocasionó. Esta característica hace que el sistema tenga error nulo al escalón en régimen permanente.

Este bloque incluye un diodo zener, este diodo se utiliza para acotar la saturación del compensador en el arranque del sistema y reducir su tiempo de inicio. Este tipo de compensación se denomina anti wind-up (ver sección 7.4). Si bien la acción de control será más lenta, mejora notablemente el tiempo de arranque del sistema. Su función transferencia es:

$$G_{comp}(s) = \frac{(1 + sCR_6)}{sCR_5} \quad (3.14)$$

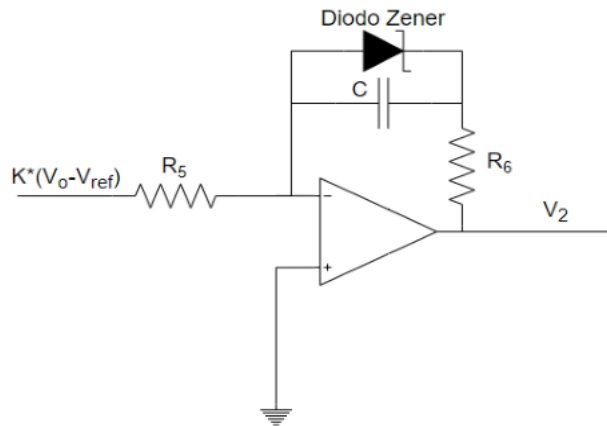


Figura 3.19- Bloque de compensación.

3.4.4 Regulación del ciclo de trabajo

La variable de control del sistema y que actúa sobre la tensión de salida es el ciclo de trabajo definido como $D = \frac{T_{on}}{T}$, donde T_{on} es el intervalo de tiempo de conducción del MOS. El sistema se controla mediante un lazo interno en control por modo corriente pico y con un lazo externo de tensión.

3.4.4.1 Regulación controlada por tensión

El regulador sensa la salida de tensión del convertidor y la compara con una referencia de precisión resultando una variable de error, la cual constituye la referencia para el lazo interno de corriente. El resultado es que en caso que aumenten el error de tensión en sentido positivo porque la salida es muy inferior a la deseada, se fuerza un incremento en la referencia de lazo de corriente interno que tienda a anular el error de tensión que lo originó. Como se ve en la **Figura 3.20**.

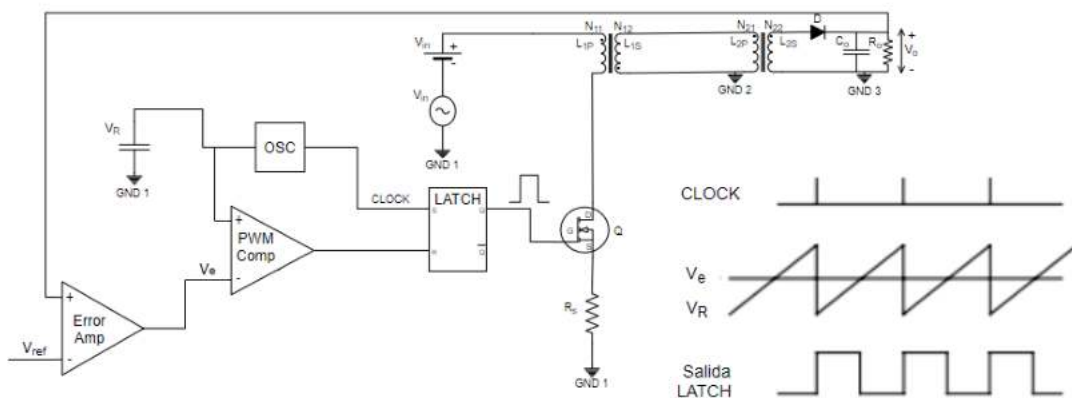


Figura 3.20- Regulación controlada por tensión.

3.4.4.2 Regulación controlada por corriente pico

El regulador de corriente pico (**Figura 3.21**) opera por medio de un FF que controla el switch principal. Un pulso periódico de frecuencia $\frac{1}{T}$ en la entrada SET del FF enciende la llave al inicio de cada slot temporal. La entrada RESET que produce el apagado, proviene en principio de la comparación entre la corriente medida por la llave y la referencia de corriente pico provista por el lazo de tensión. La medición de la corriente se realiza por medio de un resistor shunt en serie con el source del MOSFET. Este tipo de control garantiza la corriente máxima por el semiconductor reduciendo la posibilidad de roturas. Por cuestión de estabilidad inherentes, se suma una rampa de compensación sincrónica a la medición de corriente.

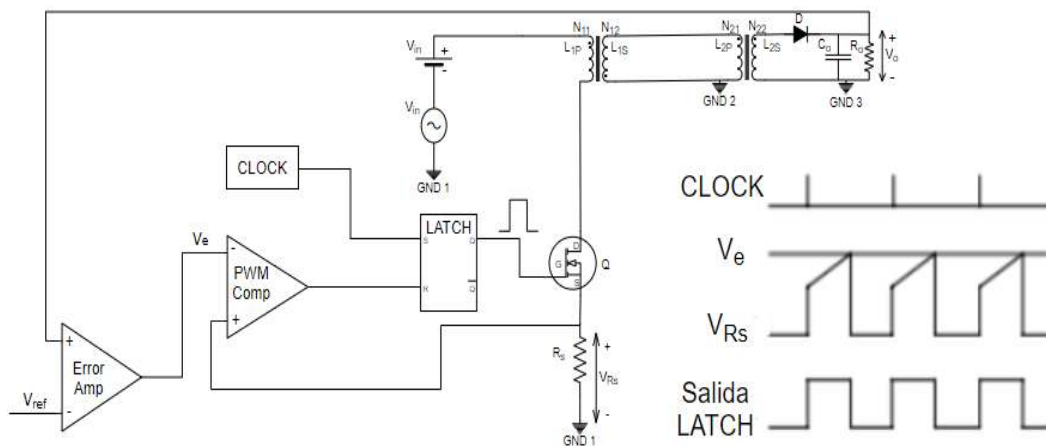


Figura 3.21- Regulación controlada por corriente pico.

En este trabajo utilizaremos la **regulación controlada por corriente**. La modulación por ancho de pulso (PWM) la llevará a cabo el **integrado L6566B**.

3.4.5 Bloque comparador PWM

El módulo comparador responsable de la modulación PWM (**Figura 3.22**) recibe la señal de error de tensión amplificada a través de dos optoacopladores lineales dispuestos en cascada, a fin de cumplir con el requerimiento de la norma y duplicar la barrera de aislamiento. Este voltaje se compara con el voltaje V_{Rs} sentido en el inductor primario y cuando V_{Rs} supere a V_s , el transistor deja de conducir. Su función transferencia en baja frecuencia es:

$$G_{c_{PWM}}(s) = \frac{CTR_1 * CTR_2 * R_{SS}}{R_{opt}} \quad (3.15)$$

Una de las dificultades observadas durante el diseño fue la amplia tolerancia de fabricación en los coeficientes de acoplamiento CTR, responsables de la variación de la ganancia de lazo en baja frecuencia.

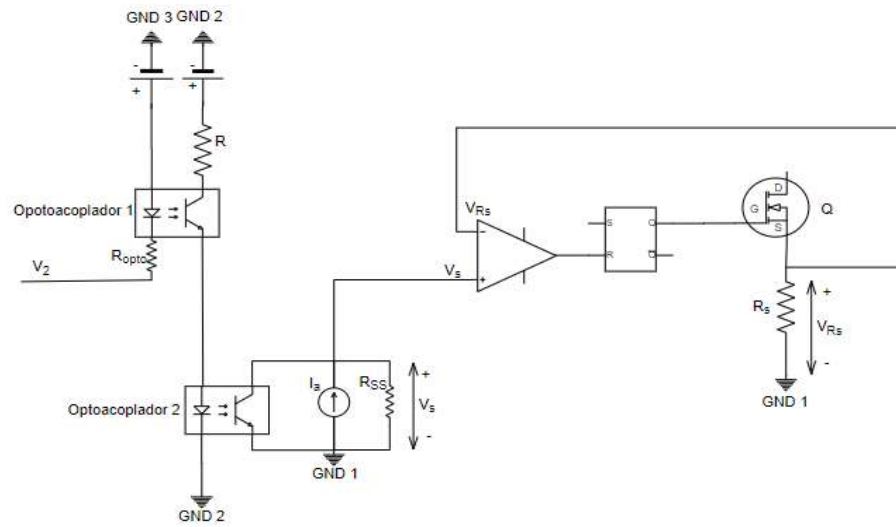


Figura 3.22- Comparador PWM.

Capítulo 4

Diseño de componentes magnéticos y capacitor de salida

Para la construcción del convertidor Flyback se utilizan dos elementos magnéticos, el inductor de dos puertos y el transformador de alta frecuencia. En la siguiente sección se da una breve introducción a cada uno de ellos, se realiza un análisis donde se calculan las partes que lo conforman y por último, se evalúan las pérdidas.

4.1 Inductor de dos puertos

Este componente, muchas veces mal denominado transformador, es un inductor con devanado primario y secundario porque almacena energía a través de la corriente en uno de sus arrollamientos en el campo magnético del núcleo durante un Intervalo de tiempo, y la extrae desde otro arrollamiento en el intervalo de tiempo siguiente. Esta característica lo identifica como un inductor. Esta es la razón por la cual toda la corriente del primario contribuye a la magnetización del núcleo y desde luego, a la saturación.

Para comenzar con el diseño de dicho inductor de dos puertos, se debe partir de ciertos valores adoptados en función de las características atribuidas al convertidor Flyback y de márgenes de seguridad:

- $P_{in} = 130W$
- $V_o = 24V \pm 1V$
- $V_{in_{min}} = 264V$
- $V_{in_{max}} = 330V$
- $f_{sw} = 100kHz$
- $D_{max} = 0.5$
- $\Delta V_{o_{max}} = 1V_{pp}$

Se sabe que la potencia en juego es la derivada de la variación de la energía con respecto al tiempo. Considerando la energía en cada período, la potencia resulta:

$$P = \frac{E}{T_{sw}} = E * f_{sw} \quad (4.1)$$

Además, la energía que almacena un inductor es definida como,

$$E = \frac{1}{2} * L * \hat{i}_p^2 \quad (4.2)$$

Al aplicar una tensión constante a un inductor, la forma de la corriente tiene forma de rampa como se muestra en la **Figura 3.11**, por lo tanto:

$$\hat{i}_p = \frac{V_{in} * D * T}{L_p} \quad (4.3)$$

Combinando 4.1, 4.2 y 4.3, despejando el valor de inductancia del primario y considerando que se debe tomar el peor caso para que el convertidor Flyback trabaje en modo discontinuo se llega a:

$$L_{p_{max}} = \frac{V_{in_{min}}^2 * D_{max}^2}{2 * f_{sw} * P_o} \quad (4.4)$$

Reemplazando los valores adoptados:

$$L_{p_{max}} = \frac{(264V)^2 * 0.5^2}{2 * 100kHz * 130W} = 670\mu H$$

Se decide adoptar un valor de $650\mu H$ para garantizar la potencia disponible considerando la tolerancia de fabricación, por ende:

$$\hat{i}_p = \sqrt{\frac{2 * P_o}{L_p * f_{sw}}} = \sqrt{\frac{2 * 130W}{600\mu H * 100kHz}} = 2.1A \quad (4.5)$$

Un dato importante que se utilizará más adelante es la corriente del primario RMS:

$$i_{p_{RMS}} = \hat{i}_p \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 2.1A \sqrt{\frac{0.5}{3}} = 0.86A \quad (4.6)$$

4.1.1 Material del núcleo

La elección del material para el núcleo es un aspecto crítico a tener en cuenta en razón de las pérdidas asociadas, función de la frecuencia y de la inducción de trabajo.

Los principales parámetros del material a emplear son los siguientes:

- Alta permeabilidad relativa μ_r .
- Alta densidad de flujo magnético de saturación B_s .
- Baja coercitividad H_c .
- Alta resistencia eléctrica ρ_c .
- Alta temperatura de Curie T_c .
- Bajas pérdidas por histéresis y corrientes de Eddy por unidad de volumen p_v .
- Frecuencias de operación altas f_H (o amplio ancho de banda BW).

Se hizo una preselección de materiales potencialmente adecuados para esta aplicación, clasificando en función de las pérdidas por histéresis a la frecuencia de trabajo, los siguientes: 3C94, 3C97 y el N97. El N97 fue descartado por cuestiones de disponibilidad del proveedor. Luego de analizar los dos restantes se concluye elegir el **3C97** que a pesar de tener mayor costo, tiene menores pérdidas para la misma frecuencia de operación.

Algunas especificaciones importantes del material magnético 3C97:

- Frecuencia de operación recomendada $500kHz$.
- Bajas pérdidas a $100kHz$, $p_v = 320 \frac{kW}{m^3}$.
- $B_{sat} = 410mT$.
- $\rho_c = 5\Omega m$.
- $T_c = 215^\circ C$.
- $\mu_r = 3000$.
- $A_L = 4640nH$; factor de inductancia por vuelta al cuadrado.

Por otro lado, se adoptan los siguientes valores para disminuir las pérdidas:

- $\widehat{B}_{max} = 120mT$.
- $p_v = 80 \frac{\mu W}{mm^3}$, de las curvas del material.

4.1.2 Cálculo de dimensiones y elección del tipo de núcleo

La determinación de las dimensiones del núcleo implica determinar la densidad de potencia que este debe manejar por unidad de volumen.

Las pérdidas en el núcleo y en el cobre, en general aumentan con la corriente y como consecuencia con la densidad de corriente J . Existen dos parámetros geométricos que se utilizan para determinar las características disipativas, ellos son la sección transversal del núcleo A_c y la sección transversal de la ventana A_w . El producto de estas dos superficies se indica como A_p , es decir:

$$A_p = A_c * A_w (4.7)$$

Para llegar a la ecuación 4.7 en función del inductor y sus parámetros se utilizan dos ecuaciones, la primera es el flujo magnético transversal y la segunda se basa en la cantidad de vueltas que entran en la ventana:

$$L * \widehat{i}_p = N_p * \widehat{B} * A_c (4.8)$$

$$\frac{i_{PRMS}}{J} * N_p = \frac{A_w * k_{cu}}{2} (4.9)$$

Multiplicando miembro a miembro de la igualdad de 4.8 y 4.9 y llevándolo al formato de 4.7 se obtiene:

$$A_p = A_c * A_w = \frac{2 * L_p * \widehat{i}_p * i_{PRMS}}{\widehat{B} * J * k_{cu}} (4.10)$$

Donde k_{cu} es el factor de devanado y un valor típico para adoptar es 0.5; J es la densidad de corriente, donde se adopta un valor de $3A/mm^2$.

Luego, reemplazando los valores adoptados y calculados anteriormente se llega a:

$$A_p = A_c * A_w = \frac{2 * 600\mu H * 2.1A * 0.86A}{0.12T * 3A/mm^2 * 0.5} = 1.2cm^4$$

Hay distintas formas de los núcleos, cada una con sus ventajas y desventajas como se puede ver en la **Tabla 4.1**:

Tabla 4.1- Formas de los núcleos.

Formas de los núcleos					
Características	Pot	E	EC,ETD	PQ,RM	Toroide
Costo	Alto	Bajo	Medio	Alto	Muy bajo
Costo de carretel	Bajo	Bajo	Medio	Alto	No posee
Costo de bobinado	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo	Alto
Flexibilidad de bobinado	Buena	Excelente	Excelente	Buena	Adecuada
Montaje	Simple	Simple	Medio	Simple	No posee
Flexibilidad de montaje	Buena	Buena	Adecuada	Adecuada	Pobre
Disipación de calor	Mala	Excelente	Buena	Buena	Buena
Blindaje	Excelente	Pobre	Pobre	Adecuado	Bueno
Inductancia de dispersión	Media	Alta	Baja	Baja	Baja

Por cuestiones de tamaño brindados por el fabricante, simplicidad en su bobinado, facilidad en el montaje, el factor A_p indicado y seguridad, se decide elegir el núcleo ETD 44/22/15, cuyas especificaciones se detallan a continuación:

- $A_p = 4.6cm^4$.
- $A_c = 1.73cm^2$ -
- $A_w = 2.66cm^2$.
- $l_e = 103mm$; camino efectivo del campo magnético dentro del núcleo.
- $Vol = 17800mm^3$.

4.1.3 Cálculo de N_p, N_s y entrehierro

Partimos de la ecuación 4.8 y despejando se obtiene el valor de las vueltas del primario:

$$N_p = \frac{L * \hat{i}_p}{\hat{B} * A_c} = \frac{600\mu H * 2.1A}{0.12T * (173 * 10^{-6})m^2} \cong 61 \text{ espiras}$$

La inductancia se puede escribir en función de su reluctancia en el camino del núcleo:

$$L_P \cong \frac{N_P^2}{\frac{l_e}{A_C * \mu_r * \mu_o} + \frac{l_a}{A_C * \mu_o}} \quad (4.11)$$

Despejando l_a de la ecuación 4.11, que es el entrehierro para manejar el valor de la inductancia se llega a:

$$l_a \cong \frac{l_e}{\mu_r} * \left(\frac{A_L * N_P^2}{L_P} - 1 \right) \quad (4.12)$$

Reemplazando valores en la ecuación 4.12,

$$l_a = 0.95mm \Rightarrow Gap \approx 0.5mm$$

Para calcular el número de espiras del secundario, se parte de la corriente pico del secundario:

$$\hat{i}_S = \hat{i}_P * \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_S * T_{off}}{L_S} = \frac{V_S * (1 - D_{max})}{L_S * f_{sw}} \quad (4.13)$$

Asumiendo que el secundario se enclava en 24V en BCM ($V_S = 24V$) y siendo:

$$\frac{L_P}{L_S} = \left(\frac{N_P}{N_S} \right)^2 \quad (4.14)$$

Multiplicando y dividiendo por L_P en 4.13, reemplazando en dicha ecuación la igualdad de 4.14 y despejando se obtiene la ecuación que define las espiras del secundario:

$$N_S = \frac{N_P * V_S * (1 - D_{max})}{L_P * \hat{i}_P * f_{sw}} \quad (4.15)$$

Con los valores adoptados y reemplazando en la ecuación 4.15 se llega a:

$$N_S = \frac{61 * 24V * (1 - 0.5)}{600\mu H * 2.1A * 100kHz} = 5.8 \text{ espiras} \Rightarrow N_S = 6 \text{ espiras}$$

Aunque para garantizar la descarga total del inductor en $5\mu s$ convenga reducir N_S .

Otro dato útil que se utilizará más adelante será la corriente de secundario RMS,

$$i_{S_{RMS}} = \frac{N_P}{N_S} * i_{P_{RMS}} = \frac{61}{6} * 0.86A = 8.74A \quad (4.16)$$

4.1.4 Pérdidas y selección del alambre para bobinado

Como se menciona anteriormente las pérdidas en la totalidad del inductor de dos puertos se deben a las ocurridas en el núcleo y en el cobre.

Para comenzar, hay que tener en cuenta las dimensiones del carrete indicado para el ETD 44/22/15 que se muestran en la **Figura 4.1**.

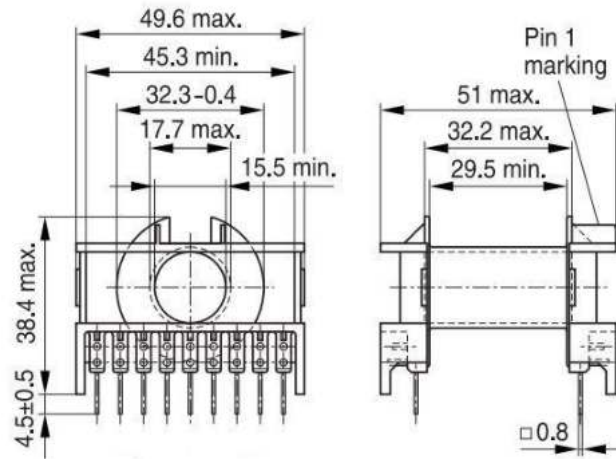


Figura 4.1- Dimensiones del carrete ETD 44/22/15 (expresadas en *mm*).

Por otro lado, se debe analizar la sección de cobre que se precisaría en el primario y el diámetro de cobre a utilizar.

$$S_{cuP} = \frac{k_{cu} * b_{carrete} * h_{carrete}}{N_p} = \frac{0.5 * 29.5mm * 7.1mm}{61} = 1.71mm^2 \quad (4.17)$$

$$\phi_{cuP} = \sqrt{\frac{4 * S_{cuP}}{\pi}} = 1.47mm \quad (4.18)$$

Al trabajar en altas frecuencias se debe tener en cuenta las pérdidas generadas por el efecto skin. La fórmula 4.19 describe que para poder despreciar dicho efecto, se tiene que elegir un diámetro menor al valor obtenido por la misma.

$$\delta = \text{profundidad del efecto skin} = \frac{66}{\sqrt{f}} = \frac{66}{\sqrt{100kHz}} = 0.21mm \quad (4.19)$$

Por la elevada relación δ/ϕ_{cuP} conviene usar lámina de cobre o alambre de Litz. Se elige el segundo por cuestiones de facilidad en su ordenamiento a la hora de realizar el devanado y por su amplia variedad en sus arreglos.

La **Tabla 4.2** muestra las recomendaciones de los fabricantes en función de la frecuencia de operación a la hora de seleccionar el alambre con el que se conforma el alambre de Litz. Esto tiene en cuenta el ya mencionado efecto de skin, para poder ser despreciado.

Tabla 4.2- Alambre en función de la frecuencia de operación (expresado en mils).

FREQUENCY	RECM'D WIRE GAUGE	NOM. DIA. OVER COPPER	DC RES. OHMS/M' (MAX)	SINGLE STRAND R_{ac}/R_{dc} "H"
60 HZ to 1 KHZ	28 AWG	.0126	66.37	1.0000
1 KHZ to 10 KHZ	30 AWG	.0100	105.82	1.0000
10 KHZ to 20 KHZ	33 AWG	.0071	211.70	1.0000
20 KHZ to 50 KHZ	36 AWG	.0050	431.90	1.0000
50 KHZ to 100 KHZ	38 AWG	.0040	681.90	1.0000
100 KHZ to 200 KHZ	40 AWG	.0031	1152.3	1.0000
200 KHZ to 350 KHZ	42 AWG	.0025	1801.0	1.0000
350KHZ to 850 KHZ	44 AWG	.0020	2873.0	1.0003
850 KHZ to 1.4 MHZ	46 AWG	.0016	4544.0	1.0003
1.4MHZ to 2.8 MHZ	48 AWG	.0012	7285.0	1.0003

Como se puede apreciar, para 100kHz se recomienda usar alambre de Litz con filamentos AWG 38 o AWG 40. El alambre con el que se disponía era de 108/40, es decir 108 filamentos de AWG 40 (0.08mm) cada uno con un diámetro externo nominal de 1.15mm, que dispuesto de la manera correcta, sirve para devanar el primario y secundario.

Para el primario $S_{cup} = 1.71mm^2$ por lo que debería usarse un equivalente de la Tabla AWG [ver anexo C].

Extraído de dicha tabla, la equivalencia debería ser de AWG 14 o AWG 15 en función del área del alambre. Sin embargo, hay que tener en cuenta que el alambre de Litz ocupa mucho espacio transversal con el aislante (barniz) y el twisting. Por ende, para que logre manejar los 0.86A de valor eficaz se utilizarán un alambres de 108/40 en para la confección del arrollado primario lo cual incrementa un poco las pérdidas pero disminuye la ocupación de la ventana.

Por otro lado, se necesita saber el valor de resistencia en continua de la disposición 108/40 en Ohms por unidad de longitud a la frecuencia de operación. Dicho valor se puede extraer de la **Tabla 4.3**.

Tabla 4.3- Resistencia en función de la construcción del alambre de Litz.

Equivalent AWG	Circular Mil Area	Number of Wires	AWG of Wire	Film Coating ¹	Construction Type	Outer Insulation ²	Nominal OD	Nominal LBS/1000 FT	Direct Current Resistance OHMS/1000 FT ^A	Construction
RECOMMENDED OPERATING FREQUENCY - 100 KHZ TO 200 KHZ										
34	38.4	4	40	S	1	-	.008	.127	293.840	4/40
32	67.3	7	40	S	1	-	.011	.221	167.910	7/40
30	106.0	11	40	S	1	SN	.016	.379	106.850	11/40
28	163.0	17	40	S	1	SN	.020	.580	69.140	17/40
26	260.0	27	40	S	1	SN	.024	.897	43.530	27/40
24	404.0	42	40	S	1	SN	.029	1.397	27.980	42/40
22	634.0	66	40	S	2	SN	.038	2.197	18.340	3X22/40
20	1036.0	108	40	S	2	SN	.045	3.492	11.100	3/36/40
18	1634.0	170	40	S	2	SN	.056	5.537	7.050	5/34/40
16	2595.0	270	40	S	2	SN	.069	8.809	4.530	3/3/30/40
14	4180.0	435	40	S	2	SN	.093	14.264	2.840	5X3/29/40
12	6727.0	700	40	S	2	SN	.126	23.371	1.780	5X5X28/40
10	10571.0	1100	40	S	2	SN	.157	36.608	1.130	5X5X44/40
8	17298.0	1800	40	S	5	DN	.236	66.600	.700	6(5X3/20/40)
6	26812.0	2790	40	S	5	DN	.293	103.000	.451	6(5X3/31/40)
4	42813.0	4455	40	S	5	SNB	.431	176.000	.282	9(5X3/33/40)
2	69192.0	7200	40	S	5	SNB	.572	290.000	.174	12(5X3/40/40)
1/0	105710.0	11000	40	S	5	SNB	.668	428.000	.114	10(5X5X44/40)

Se necesita saber la longitud de la espira media (MLT) para calcular la resistencia en continua del primario. De la **Figura 4.1** sale que $MLT = 75mm = 0.075m$. Luego la longitud del cobre del primario es:

$$l_{cuP} = N_P * MLT = 61 * 0.075m = 4.575m \quad (4.20)$$

Con el valor de la ecuación 4.20 y el extraído de la **Tabla 4.3**, tomando el caso 108/40 se llega a dicha resistencia:

$$R_{cuPDC} = l_{cuP} * \Omega \text{ por metro} = 4.575m * \frac{1000ft}{300m} * 11.1 \frac{\Omega}{1000ft} = 0.17\Omega \quad (4.21)$$

Con $N_S = 6$ en el secundario, la ocupación de la ventana requeriría el uso de lámina de cobre como mejor alternativa. Sin embargo, para mejorar la fabricabilidad y aprovechar de que se dispone del alambre de Litz 108/40, conviene emplear dicho alambre en paralelo. En función de la corriente que debe manejar se deben emplear 5 alambres de 108/40 en paralelo. Se calcula de igual manera que para el primario su resistencia en continua:

$$l_{cuS} = N_S * MLT = 6 * 0.075m = 0.45m \quad (4.22)$$

$$R_{cuSDC} = \frac{l_{cuP} * \Omega \text{ por metro}}{5} = \frac{0.45m}{5} * \frac{1000ft}{300m} * 11.1 \frac{\Omega}{1000ft} = 0.0033\Omega \quad (4.23)$$

Cabe destacar además que hay un bobinado auxiliar de 4 vueltas para la alimentación del integrado L6566B. Se utiliza un alambre esmaltado de $0.3mm$ ya que maneja corrientes del orden de los mA .

4.1.4.1 Pérdidas en el núcleo

Para analizarlas, basta con tener las dimensiones del núcleo y las pérdidas del material extraídas de su datasheet a la frecuencia de operación con la inducción B adoptada. Por otro lado, las pérdidas deben ser consideradas en base a que el flujo es unidireccional. Dicho esto, la ecuación resulta:

$$P_{\text{núcleo}} = 0.5 * p_v * Vol = 0.5 * 80 \frac{\mu W}{mm^3} * 35600 mm^3 = 1.42 W \quad (4.24)$$

4.1.4.2 Pérdidas en el cobre

Para llegar a dicho valor, se emplea el procedimiento extraído de New England Wire (New England Wire, 2020) ya que la resistencia efectiva a 100kHz depende de δ , para ello se van a establecer las ecuaciones:

$$X = 0.271 * D_M * \sqrt{f} \quad (4.25)$$

Donde D_M es el diámetro del alambre en mils y f es la frecuencia de operación en MHz.

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = H + K * \left(\frac{N * D_i}{D_o} \right)^2 * G \quad (4.26)$$

donde H es la relación de resistencia de los filamentos individuales cuando están aislados (se extraen de la **Tabla 4.4** que se muestra luego de esta explicación); G es el factor de base de la corriente de Eddy y es igual a $\left(\frac{D_i * \sqrt{f}}{10.44} \right)^4$ siendo f la frecuencia de operación en Hz; N el numero de filamentos en el cable; D_i el diámetro de los filamentos individuales en pulgadas; D_o el diámetro del cable total en pulgadas; K una constante dependiente de N dada en la **Tabla 4.5**.

Tabla 4.4- Factor H en función de X .

X	0	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
H	1.0000	1.0003	1.0007	1.0012	1.0021	1.0034	1.005

Tabla 4.5- Factor K en función de N .

N	3	9	27	Infinity
K	1.55	1.84	1.92	2

Para el cable de Litz empleado, obteniendo el valor de X de la ecuación 4.25 y entrando a la **Tabla 4.4**:

$$D_M = 3.1\text{mils} \Rightarrow X = 0.26 \Rightarrow H = 1$$

Además, $N = 108$ filamentos AWG 40, $D_i = 0.0031\text{in}$, $D_o = 0.045\text{in}$ y con K de la tabla anterior reemplazando:

$$G = \left(\frac{0.0031\text{in} * \sqrt{100000\text{Hz}}}{10.44} \right)^4 = 77.74 * 10^{-6}$$

Con lo cual:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1 + 2 * \left(\frac{100 * 0.0031}{0.045} \right)^2 * 77.74 * 10^{-6} = 1.007$$

Se observa que la R_{AC} y R_{DC} son prácticamente iguales. Luego $R_p = 0.17\Omega$ y $R_s = 0.0033\Omega$.

Para evaluar las pérdidas en el cobre:

$$P_{cu} = i_{PRMS}^2 * R_p + i_{SRMS}^2 * R_s = (0.86A)^2 * 0.17\Omega + (8.74A)^2 * 0.0033 = 0.37W \quad (4.27)$$

Sumando 4.24 y 4.27 se llega a las pérdidas totales:

$$P_{total} = P_{núcleo} + P_{cu} = 1.43W + 0.37W = 1.81W \quad (4.28)$$

Por último se analiza la fórmula empírica de sobrelevación de temperatura:

$$\Delta T \cong \left(\frac{P_{total}}{S_{externa}} \right)^{0.833} \quad (4.29)$$

Donde P_{total} se expresa en mW y $S_{externa}$ en cm^2 .

Luego:

$$S_{externa} \approx 2 * 6.84cm^2 + 2 * 6.65cm^2 + 2 * 4.86cm^2 + 15.08cm^2 = 51.78cm^2$$

Reemplazando en 4.29:

$$\Delta T \cong \left(\frac{1810mW}{51.78cm^2} \right)^{0.833} = 19.30^\circ C$$

Dicho valor resulta adecuado ya que es menor a $30^\circ C$.

4.2 Transformador de alta frecuencia

En el transformador la energía extraída desde un secundario proviene en todo instante de la energía de excitación primaria. Esta es la razón por la cual solo la corriente magnetizante puede producir la saturación del núcleo, la cual es sólo una parte de la corriente primaria y es independiente de la carga del transformador. Pero en este caso, además de ser utilizado para esto, su finalidad es brindar otro grado de aislación para poder cumplir con los requerimientos de aislación de los equipos médicos.

Para el diseño de transformadores se puede proceder de forma análoga a diseño del inductor de dos puertos. Para ello, se deducirá una expresión para el producto de áreas en función de la potencia aparente del transformador.

Sabemos que la relación entre la tensión aplicada en el primario de un transformador y el flujo que aparece es:

$$V_1 = N_p * \frac{d\phi}{dt} \quad (4.30)$$

Pero la onda aplicada al transformador es la mostrada en la **Figura 4.2** utilizando el peor caso de un ciclo de trabajo de 0.5.

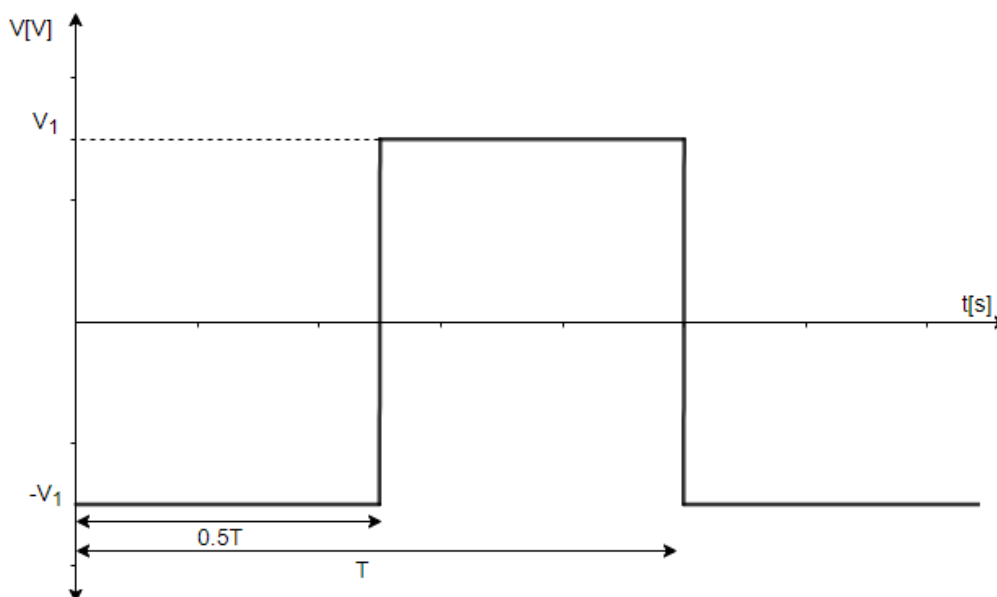


Figura 4.2- Forma de onda aplicada al primario del transformador.

Cuyo flujo es el mostrado en la **Figura 4.3**.

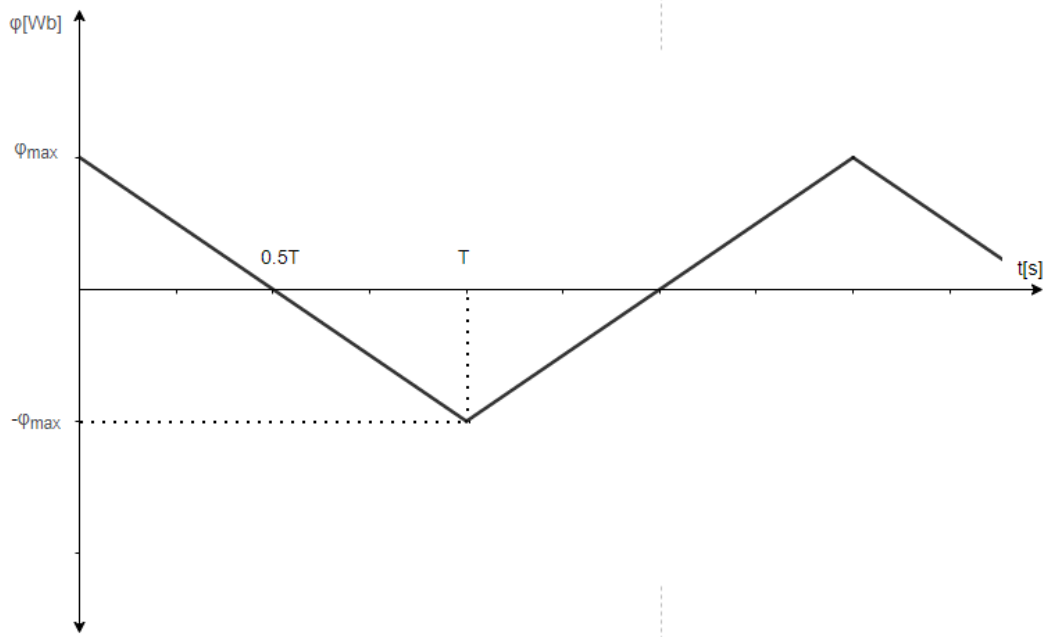


Figura 4.3- Flujo magnético en el transformador.

Por lo tanto,

$$\phi(t) = 4 * f * \phi_{max} * t \quad (4.31)$$

Se toma la pendiente como si fuera positiva para simplificar los cálculos posteriores.

Reemplazando 4.31 en 4.30, derivando y despejando el número de espiras en el primario:

$$N_p = \frac{V_1}{4 * f * \phi_{max}} \quad (4.32)$$

Por otro lado, la cantidad de flujo magnético que atraviesa una superficie S (equivalente a A_c) es determinado por la integral de la superficie de la densidad de flujo magnético ϕ :

$$\phi = \iint_S B * dS = B * S = B * A_c \quad (4.33)$$

Reemplazando 4.33 en 4.32 queda:

$$N_p = \frac{V_1}{4 * f * B * A_c} \quad (4.34)$$

Suponiendo despreciable la corriente magnetizante, la fuerza magneto motriz primaria es igual a la secundaria:

$$I = N_p * I_p = N_s * I_s \quad (4.35)$$

Siendo J la densidad de corriente máxima que admiten los conductores, en ambos devanados será:

$$I_p = A_{cup} * J \quad (4.36)$$

$$I_S = A_{cu_S} * J \quad (4.37)$$

Donde A_{cu} es la sección de los conductores.

De 4.35, 4.36 y 4.37 se llega a la siguiente igualdad:

$$N_P * A_{cu_P} = N_S * A_{cu_S} \quad (4.38)$$

Para poder ubicar los arrollamientos en la ventana:

$$A_W * k_{cu} = N_P * A_{cu_P} + N_S * A_{cu_S} = 2 * N_P * A_{cu_P} \quad (4.39)$$

Despejando 4.39 y utilizando 4.36 y 4.37:

$$I_P = \frac{J * A_W * k_{cu}}{2 * N_P} \quad (4.40)$$

$$I_S = \frac{J * A_W * k_{cu}}{2 * N_S} \quad (4.41)$$

De 4.34 se obtiene despejando:

$$V_1 = 4 * N_P * f * B * A_c \quad (4.42)$$

Multiplicando 4.42 y 4.40 y despejando el producto del área transversal por el área de la ventana se llega a la ecuación de diseño:

$$A_P = A_c * A_W = \frac{V_1 * I_P}{f * B * J * k_{cu}} \quad (4.43)$$

Se calcula el producto A_P :

$$A_P = A_c * A_W = \frac{27 * 8.74}{100kHz * 0.12T * 3A/mm^2 * 0.5} = 1.31cm^4$$

Por cuestiones de tamaño brindados por el fabricante, simplicidad en su bobinado, facilidad en el montaje, el factor A_P indicado y seguridad, se decide elegir el núcleo ETD 39/20/13, cuyas especificaciones se detallan a continuación:

- $A_P = 2.92cm^4$.
- $A_c = 1.25cm^2$ -
- $A_W = 2.33cm^2$.
- $l_e = 92.2mm$; camino efectivo del campo magnético dentro del núcleo.
- $Vol = 11500mm^3$.

Como la relación de transformación es 1:1, $N_P = N_S$.

Y el valor de las espiras es igual a:

$$N_P = N_S = \frac{27V}{4 * 100kHz * 0.12T * (125 * 10^{-6})m^2} = 4.5 \Rightarrow N_P = N_S = 5 \text{ espiras}$$

4.2.1 Pérdidas y selección del alambre para bobinado

Las pérdidas en la totalidad del transformador también se deben a las ocurridas en el núcleo y en el cobre. Se realizará un procedimiento análogo al del inductor de dos puertos.

Para comenzar, hay que tener en cuenta las dimensiones del carrete indicado para el ETD 39/20/13 que se muestran en la **Figura 4.4**.

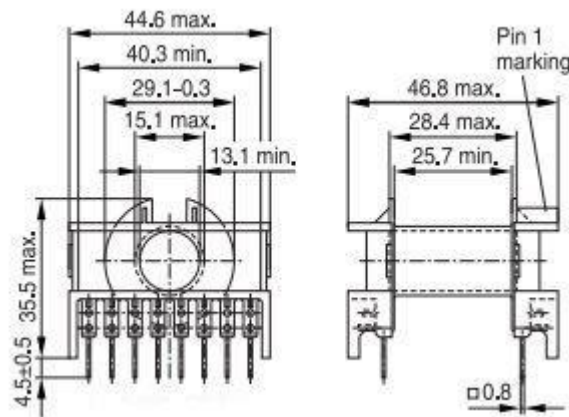


Figura 4.4- Dimensiones del carrete ETD 39/20/13 (expresadas en *mm*).

Por otro lado, se debe analizar la sección de cobre que se precisaría en el primario (ecuación 4.17) y el diámetro de cobre a utilizar (ecuación 4.18).

$$S_{cuP} = \frac{0.5 * 25.7mm * 6.85mm}{9} = 9.78mm^2$$

$$\varnothing_{cuP} = \sqrt{\frac{4 * S_{cuP}}{\pi}} = 3.53mm$$

La idea es seguir utilizando el alambre de Litz 108/40 para despreocupar el efecto skin. Viendo la equivalencia de la Tabla AWG, se llega a que debe seleccionarse el AWG 12. Para poder manejar los 8.74A, se necesitan 4 alambres de 108/40 en paralelo que generarán una mayor pérdida, pero ahorrará cantidad de alambre utilizado y espacio en la ventana. Además, necesita saber la longitud de la espira media (*MLT*) para calcular la resistencia en continua del primario. De la **Figura 4.4** sale que:

$$MLT = 69mm = 0.069m$$

Luego la longitud del cobre del primario es:

$$l_{cuP} = l_{cuS} = N_p * MLT = 5 * 0.069m = 0.345m$$

Con el valor anterior y el extraído de la **Tabla 4.3**, tomando el caso (108/40) se llega a dicha resistencia:

$$R_{cuPDC} = R_{cuSDC} = \frac{l_{cuP} * \Omega \text{ por metro}}{4} = \frac{0.345m}{4} * \frac{1000ft}{300m} * 11.1 \frac{\Omega}{1000ft} = 0.0032\Omega$$

Cabe destacar que hay otro bobinado también de 9 espiras para generar $-24V$. Es de un solo alambre de $0.3mm$ ya que maneja corrientes del orden de los mA .

4.2.1.1 Pérdidas en el núcleo

De la ecuación 4.24:

$$P_{núcleo} = p_v * Vol = 80 \frac{\mu W}{mm^3} * 23000mm^3 = 1.84W$$

4.2.1.2 Pérdidas en el cobre

Es igual al caso del inductor de dos puertos, por lo tanto:

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} = 1.007$$

Se observa que la R_{AC} y R_{DC} son prácticamente iguales. Luego $R_p = 0.0032\Omega$ y $R_s = 0.0032\Omega$.

Para evaluar las pérdidas en el cobre:

$$P_{cu} = i_{PRMS}^2 * R_p + i_{SRMS}^2 * R_s = (8.74A)^2 * 0.0032\Omega + (8.74A)^2 * 0.0032\Omega = 0.49W$$

De sumar ambas pérdidas se llega a las pérdidas totales:

$$P_{total} = P_{núcleo} + P_{cu} = 0.92W + 0.49W = 1.41W$$

Por último se analiza la fórmula empírica de sobrelevación de temperatura:

Donde:

$$S_{externa} \approx 2 * 4.8cm^2 + 2 * 3.36cm^2 + 2 * 4.66cm^2 + 10.55cm^2 = 36.19cm^2$$

Reemplazando en 4.29:

$$\Delta T \cong \left(\frac{1410mW}{36.19cm^2} \right)^{0.833} = 21.13^\circ C$$

Dicho valor resulta adecuado ya que es menor a $30^\circ C$.

4.3 Inductancia de dispersión

Tanto en el inductor de dos puertos como en el transformador de alta frecuencia, parte del flujo magnético generado no se concatena con los demás devanados que componen cualquiera de los mencionados. Dicho flujo se denomina flujo de dispersión, que desde un

punto de vista eléctrico, puede ser representado por una inductancia en serie a cada devanado (ver **Figura 4.5**). Esto está más que nada relacionado con un aspecto constructivo y deben ser tenidos en cuenta en la fase de diseño. En caso contrario, pueden generar efectos no deseados desde el punto de vista funcional.

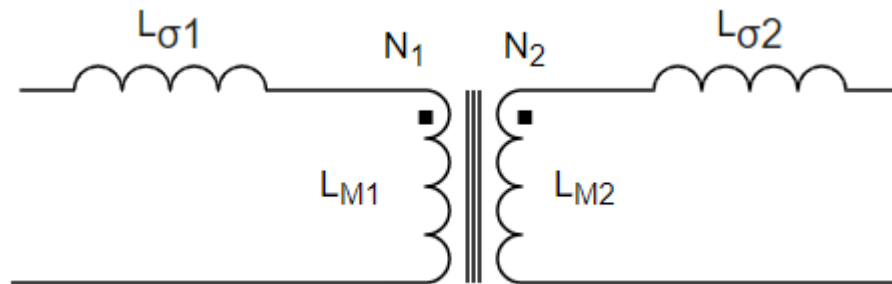


Figura 4.5- Circuito equivalente de un transformador o inductor de dos puertos con inductancia de dispersión.

Dada la conexión que poseen el inductor de dos puertos y el transformador de alta frecuencia, el circuito equivalente a analizar para determinar la inductancia de dispersión total se representa en la **Figura 4.6**.

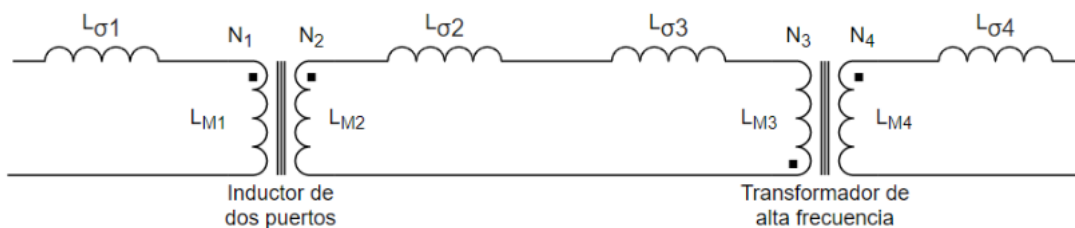


Figura 4.6- Circuito equivalente para el análisis de la inductancia de dispersión total.

Como se puede apreciar en la figura anterior la inductancia de dispersión total vista desde el lado primario del inductor de dos puertos resulta:

$$L_{\sigma_{total}} = L_{\sigma_1} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 * \left(L_{\sigma_2} + L_{\sigma_3} + \left(\frac{N_3}{N_4}\right)^2 * L_{\sigma_4}\right) \quad (4.44)$$

4.4 Capacitor de salida del convertidor Flyback

La variación de la tensión de salida ΔV_o depende directamente del valor del capacitor de salida C_o como muestra la ecuación 4.45.

$$\Delta V_o = \frac{D_{max} * I_{o_{max}}}{f_{sw} * C_o}$$

$$C_o > \frac{D_{max} * I_{o_{max}}}{f_{sw} * \Delta V_{o_{max}}} \quad (4.45)$$

Los valores D_{max} y $\Delta V_{o,max}$ fueron especificados en la sección 4.1. Conocidos estos valores se puede elegir el valor de capacidad.

$$C_o > 18\mu F$$

Capítulo 5

Integrado L6566B

Es un circuito integrado diseñado para controlar convertidores SMPS mediante modulación de ancho de pulso (PWM). Posee 16 pines y su empaquetado es S016N, se puede apreciar en la **Figura 5.1**.

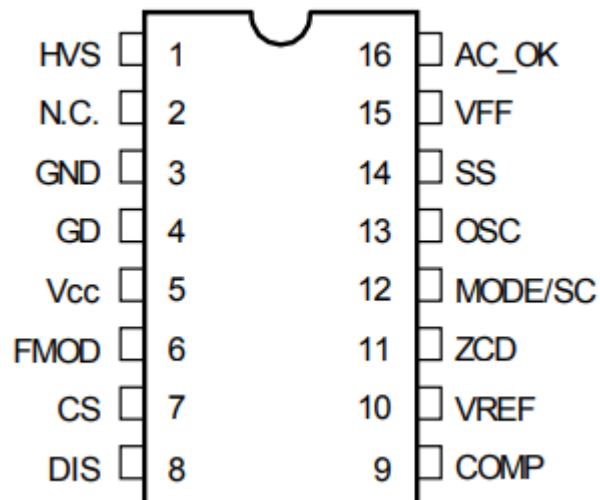


Figura 5.1- Diagrama de pines del integrado.

5.1 Características del integrado

Las características que posee son las siguientes:

- SoftStart.
- Modulación de ancho de pulso (PWM).
- Protección ante bajas tensiones de entrada.
- Protección ante sobretensiones de salida.
- Protección ante cortocircuitos de la carga de salida.
- Protección ante sobrecargas en la salida.

5.1.1 SoftStart

El circuito inicia a lazo abierto con un crecimiento escalonado del ciclo de trabajo D hasta llegar al tiempo de duración del softstart. Alcanzado este tiempo, el circuito comienza a funcionar normalmente. La tensión de salida V_o depende del ciclo de trabajo D. Esto se puede observar en la siguiente ecuación:

$$V_o = D * V_{in} * \sqrt{\frac{0.5 * R_o * T}{L_{1P}}} \quad (5.1)$$

El tiempo de duración del softstart es impuesto por un capacitor que se conecta al pin SS. Este pin entrega una corriente fija de $20\mu A$ que carga el capacitor. Cuando la tensión sobre el pin SS supera un determinado nivel de voltaje el softstart finaliza, y el integrado comienza a funcionar normalmente.

Si el integrado no tuviera softstart el ciclo de trabajo D crecería rápidamente a su valor límite para llegar en menos tiempo a la tensión V_o buscada. Esto provocaría un excesivo valor de corriente sobre el inductor primario que reduciría la vida útil del circuito.

5.1.2 Modulación PWM

El ciclo de trabajo resulta de dos variables que ingresan al IC:

- La tensión de salida del convertidor, la cual luego de ser realimentada, comparada con una referencia y compensada, ingresa en el L6566B mediante el pin COMP.
- La corriente sobre el inductor primario del convertidor, que debe pasar por un resistor de sensado R_S y luego ingresa al integrado en forma de tensión V_S en el pin CS.

La tensión V_{comp} que en el pin COMP ingresa internamente a un restador y luego se le aplica una ganancia $K_C = 0.4$

$$V_{comp\text{salida}} = K_C * (V_{comp} - 2.5V) \quad (5.2)$$

La tensión que se presenta en el pin COMP debe estar en un rango de $2.8V < V_{comp} < 5V$. Si no se encuentra dentro esos límites se activa la protección de cortocircuito en caso de superarlo o de sobrecarga en caso contrario.

La tensión V_S del pin 7 debe ser $V_S < 1V$. En caso de que exceda dicho valor se activa la protección de sobrecorriente.

Para lograr la modulación de ancho de pulso, el pin GD se conecta al gate del MOSFET que comanda el convertidor. Un clock interno comienza el ciclo de trabajo activando el pin GD para encender el MOSFET. La tensión V_S que ingresa al pin CS se compara directamente con la tensión $V_{comp\text{salida}}$ y cuando V_S es superior, desactiva la salida del pin GD interrumpiendo la conducción del MOSFET.

5.1.3 Protección ante baja tensión de entrada

El pin AC_OK se conecta mediante dos resistores al capacitor electrolítico que se encuentra a la salida del rectificador. Cuando la tensión sobre dicho pin cae por debajo de

0.45V el dispositivo se deshabilita y hasta que no supere los 0.485V el integrado no vuelve a funcionar. El valor de los resistores se elige en función de la tensión mínima soportada en la entrada.

5.1.4 Protección ante sobretensiones de salida

El pin ZCD se conecta mediante dos resistores al devanado auxiliar del inductor de dos puertos (**Figura 5.2**). De acuerdo al valor de tensión máxima que se desea obtener a la salida del convertidor se definen los valores de los resistores. Cuando el voltaje sobre este pin excede los 5V el dispositivo se resetea.

5.1.5 Protección ante cortocircuitos en la carga de salida

Cuando se presente un cortocircuito en la salida, el sistema reaccionará aumentando el ciclo de trabajo para que el nivel de tensión V_o de salida del convertidor no se vea reducido. El aumento del ciclo de trabajo se traduce en un aumento de la tensión entrada al pin COMP. Esta tensión se excederá del rango y luego de un tiempo impuesto por el capacitor del pin SS, el dispositivo se reiniciará.

5.1.6 Protección ante circuito abierto en la salida

Cuando se origina un circuito abierto en la salida se provoca un aumento de voltaje en V_o . El sistema reacciona a dicho aumento con una disminución del ciclo de trabajo D que se traduce en una reducción de la tensión que ingresa al pin COMP. En el caso de que dicha tensión caiga por debajo del rango especificado en la sección 5.1.2 se activa esta protección y el dispositivo se reinicia.

5.2 Conexiones externas al integrado L6566B

En esta sección se presentan los elementos conectados a cada pin del integrado y el motivo de su utilización. En la siguiente **Figura 5.2** se observa el conexionado externo del circuito integrado.

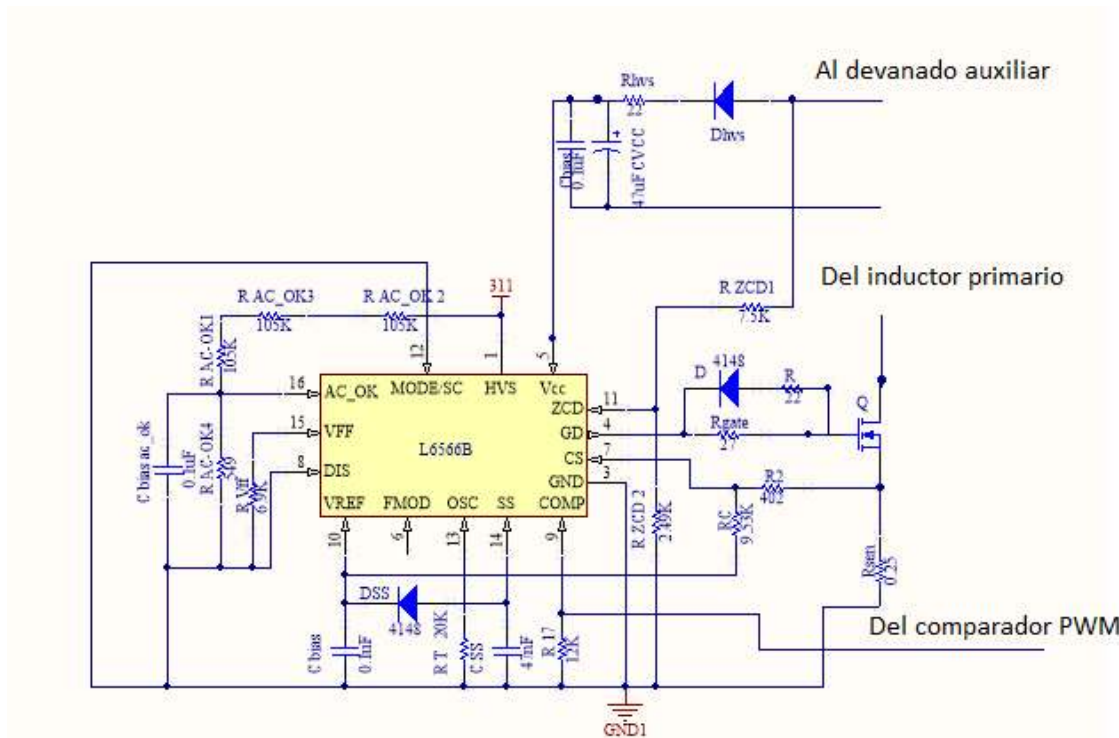


Figura 5.2- Conexionado del integrado

El pin HVS se conecta directamente al capacitor que se presenta a la salida del rectificador de la tensión de línea. Este pin cuando detecta tensiones superiores a 80V permite iniciar el integrado.

El pin GND representa la referencia del L6566B. Respecto de este pin el IC mide todas las tensiones de control y genera la excitación del MOS principal.

El pin GD comanda el encendido y apagado del MOSFET entre 12V y 1V respectivamente. Los resistores y el diodo conectados al gate del MOS controlan la velocidad de encendido y apagado ($\frac{dV}{dt}$) del mismo.

Cuando la entrada del pin HVS supera los 80V, el pin Vcc entrega una corriente de 1mA que carga el capacitor conectado en su salida hasta que la tensión llega a 14V. Una vez que la tensión supera este límite, el pin deja de entregar corriente, pasa a un estado de alta impedancia y el devanado auxiliar toma el mando manteniendo el voltaje en el capacitor. Cuando el voltaje del capacitor cae por debajo de 5V, el integrado se apaga y si la entrada del pin HVS supera los 80V, se vuelve a encender repitiendo el procedimiento anterior. El capacitor que se utiliza es $C_{VCC} = 47\mu F$ y es capaz de soportar hasta $V_{C_{VCCmax}} = 50V$. En paralelo se coloca $C_{bias} = 0.1\mu F$ para filtrar interferencias y lograr un voltaje más limpio en C_{VCC} . El resistor R_{HVS} es resistente a pulsos y se utiliza para reducir los picos de potencia que pueden producirse en la carga del devanado auxiliar al capacitor C_{VCC} .

El pin CS sensa la corriente sobre el inductor primario a través del resistor R_{sen} . La tensión V_{CS} ingresa al integrado y se compara con la tensión V_{comp} para definir el ciclo de trabajo D del convertidor. La entrada de tensión del pin COMP tiene un determinado rango de funcionamiento, fuera del mismo se activará la protección correspondiente. Debido a la

variación del CTR es necesario disminuir el límite inferior de activación de la protección de sobrecarga, esto se puede realizar añadiendo un pequeño offset de continua en el pin de sensado de corriente. Como se muestra en la **Figura 5.3**.

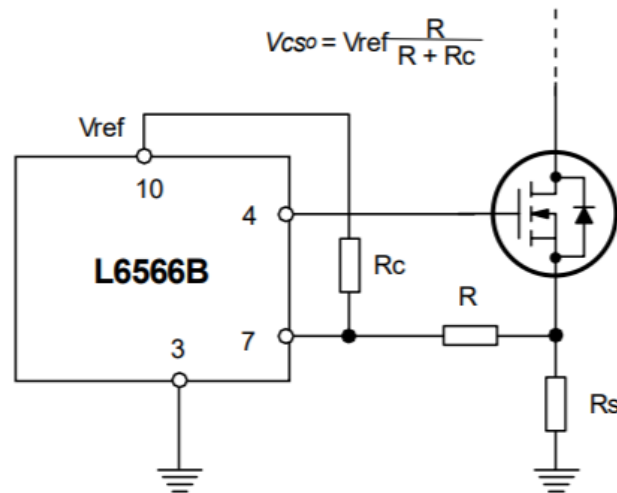


Figura 5.3- Offset en el pin CS.

Se diseña un offset de tensión $V_{CSoffset}$ es de $0.2V$. Como la tensión V_{comp} se ve afectada por la ganancia $K_c = 0.4$ antes de compararse con V_{CS} , el aumento de $0.2V$ en V_{CS} se verá reflejado en un aumento de la tensión V_{comp} de $0.5V$.

El pin V_{ref} entrega una tensión fija de $5V$ en su salida. Colocando un resistor R_c entre su pin y el pin CS, y un resistor R entre el pin CS y el resistor R_{sen} se logra el offset mencionado.

$$V_{CSoffset} = \frac{V_{ref} * R}{R_c + R} \quad (5.3)$$

Por lo tanto los valores serán $R_c = 9.53k\Omega$ y $R = 402\Omega$.

El pin V_{ref} tiene un capacitor $C_{bias} = 0.1\mu F$ para asegurar su estabilidad y prevenir ruidos de la referencia.

El integrado y el MOSFET poseen un retardo de aproximadamente $250ns$. Este es el blanking time, durante el cual el IC es insensible a la detección de sobrecorriente para evitar que la capacidad parásita del inductor genere un transitorio de ruido que altere el funcionamiento.

El pin DIS no se utiliza por lo que se conecta a GND.

Por el pin COMP ingresa la tensión V_{comp} que luego se compara con la tensión sensada por el pin CS para definir el ciclo de trabajo del sistema. Se conecta al resistor R_{17} , el cual será explicado en secciones posteriores.

El pin ZCD se encarga de controlar el voltaje en el devanado auxiliar y reiniciar el sistema si supera determinado nivel. Se coloca un resistor R_{ZCD1} entre el pin ZCD y el devanado auxiliar, y un resistor R_{ZCD2} entre el pin ZCD y tierra. Este pin activa la protección si el

voltaje en su entrada es mayor a 5 V. La tensión en el devanado auxiliar es proporcional a la tensión de salida, por lo tanto, indirectamente limita la tensión de salida V_o . El valor de los resistores se calcula con las siguientes ecuaciones:

$$k_{OVP} = \frac{R_{ZCD_2}}{R_{ZCD_1} + R_{ZCD_2}} \quad (5.4)$$

$$5V = \frac{N_{aux} * V_{out_{OVP}} * k_{OVP}}{N_S} \quad (5.5)$$

Donde $N_{aux} = 4$, $N_S = 6$ y definimos $V_{out_{OVP}} = 30V$. Con estos valores se calcula $k_{OVP} = 0.25$. Los valores de los resistores elegidos son $R_{ZCD_1} = 7.5k\Omega$ y $R_{ZCD_2} = 2.5k\Omega$. Se coloca un resistor $R_{Vff} = 6.9k\Omega$ entre el pin VFF y el pin GND para que el sistema pase a modo de bajo consumo cuando la tensión en la salida del convertidor supere los 30V.

El pin MODE/SC define si la frecuencia del ciclo de trabajo del sistema es fija o variable. Si la tensión en su pin es mayor a 3V la frecuencia será variable y si es menor será fija. Como utilizaremos un ciclo de trabajo de frecuencia fija, el pin se conecta a GND.

El pin OSC define el valor de la frecuencia de trabajo del sistema. Se conecta un resistor R_T y en base al valor de dicho resistor, se define la frecuencia del sistema.

$$f_{sw}[kHz] = \frac{2 * 10^3}{R_T[k\Omega]} \quad (5.6)$$

El sistema va a trabajar a $f_{sw} = 100kHz$, por lo tanto $R_T = 20k\Omega$.

El pin SS se encarga de realizar un arranque suave del sistema aumentando su ciclo de trabajo escalonadamente. Este pin entrega una corriente constante en su salida que carga al capacitor C_{SS} hasta los 2V. El tiempo de carga de este capacitor define el tiempo de softstart del sistema. Este tiempo está regido por la siguiente ecuación:

$$T_{SS} = \frac{2 * C_{SS}}{I_{SS}} \quad (5.7)$$

Donde $I_{SS} = 20\mu A$. El arranque suave se realiza a lazo abierto, por lo tanto se debe elegir el tiempo de duración del softstart como el período que demora el sistema en llegar a la V_o deseada. El tiempo de duración elegido es $T_{SS} = 2.35ms$, por lo tanto el capacitor es $C_{SS} = 47nF$. El diodo que se coloca entre el pin SS y el pin VREF, indica al sistema que reinicie cuando hay cortocircuito en su salida.

El pin AC_OK limita la tensión mínima de entrada del sistema para reducir picos de corriente sobre el inductor primario. Mide dicha tensión mediante cuatro resistores, $R_{AC_{OK1}}$, $R_{AC_{OK2}}$ y $R_{AC_{OK3}}$ conectados entre el pin HVS y el pin AC_OK, y el resistor $R_{AC_{OK4}}$ conectado entre AC_OK y tierra. Si la tensión en el pin AC_OK es menor a 0.45V el integrado se apaga y no vuelve a funcionar hasta que la tensión supere los 0.485V. Los valores de los resistores se diseñan en base a los valores de tensión mínima de entrada. Los valores elegidos son $V_{sen_{off}} = 260V$ como el voltaje mínimo para que funcionando el sistema no se apague y $V_{sen_{on}} = 285V$ como el voltaje mínimo para que el sistema una vez

apagado comience a funcionar. Los valores de los resistores se definen en base a las siguientes ecuaciones:

$$R_{AC_OK_T} = R_{AC_OK_1} + R_{AC_OK_2} + R_{AC_OK_3} = \frac{V_{senon} - 1.078 * V_{senoff}}{15 * 10^{-6}} \quad (5.8)$$

$$R_{AC_OK_4} = \frac{R_{AC_OK_T} * 0.45}{V_{senoff} - 0.45} \quad (5.9)$$

Por lo tanto $R_{AC_OK_T} = 316k\Omega$ con $R_{AC_OK_1} = 105k\Omega$, $R_{AC_OK_2} = 105k\Omega$, $R_{AC_OK_3} = 105k\Omega$ y $R_{AC_OK_4} = 549 \Omega$.

Se coloca un capacitor $C_{bias_{AC_OK}}$ entre el pin AC_OK y tierra para reducir el ruido que podría dar origen al apagado no deseado del dispositivo.

El pin FMODE no se utiliza, por lo tanto queda abierto.

La función transferencia del integrado es:

$$G_{L6566B}(s) = \frac{K_C * L_{1P}}{V_{in} * T} = 0.05 \quad (5.10)$$

Capítulo 6

Función transferencia del sistema

Los sistemas de control se diseñan para cumplir ciertas especificaciones de desempeño. Estas especificaciones explican la forma en la que debe comportarse el sistema mediante parámetros de fácil interpretación. Estos parámetros se refieren a los siguientes aspectos del comportamiento de un sistema de control:

- **Precisión:** La diferencia entre la respuesta del sistema realimentada y la señal de referencia debe ser mínima. Cuanto menor sea la diferencia mayor será la precisión.
- **Estabilidad:** Un sistema es estable si ante entradas acotadas presenta salidas acotadas. La estabilidad se puede abordar de dos enfoques diferentes: la estabilidad absoluta y la estabilidad relativa. La estabilidad absoluta define si el sistema es o no estable, y la estabilidad relativa define qué grado de estabilidad presenta el sistema.
- **Tiempo de respuesta:** Depende de las características de su respuesta en frecuencia o temporal. Es el tiempo que demora el sistema en reaccionar ante cambios en su entrada o ante perturbaciones.

Los requerimientos que debe cumplir el sistema son los siguientes:

- Ser de fase mínima, estable y tener un margen de fase $M_\phi > 70^\circ$.
- Tener error nulo al escalón en régimen permanente
- No permitir el paso de frecuencias mayores a $w_{max} = 314 \left[\frac{k \cdot r}{s} \right] = 50 [kHz]$
- Tener el menor tiempo de respuesta posible

Si el sistema es de fase mínima, es decir tiene todos los polos y ceros en el semiplano izquierdo, se analiza la estabilidad del sistema mediante un gráfico llamado Diagrama de Bode. Este diagrama muestra la respuesta en frecuencia del sistema. La respuesta se divide en dos gráficos, uno que representa la magnitud de la respuesta y otro que representa la fase. En ambos gráficos el eje X es logarítmico y representa la frecuencia expresada en rad/s . El eje Y es lineal en ambos casos, pero se expresa en dB en caso de la magnitud y en grados en caso de la fase. El M_ϕ se calcula observando la fase del sistema a la frecuencia en la cual la magnitud es $0dB$.

$$M_\phi = 180^\circ - \phi_{0dB} \quad (6.1)$$

Para determinar si un sistema es estable, también se debe observar el margen de ganancia M_G . Este parámetro se calcula observando la ganancia en la cual la fase es igual a -180° .

$$M_G = G_{-180^\circ}(s) \quad (6.2)$$

Si ambos márgenes son mayores a 0 el sistema es estable.

El requerimiento que exige no permitir el paso de frecuencias mayores a w_{max} se cumple logrando que la respuesta en frecuencia del sistema tenga una magnitud menor a $0dB$ a frecuencias mayores a w_{max} . Esta exigencia se debe al hecho de que la transferencia de la planta fue calculada en base a un modelo que es válido para frecuencias menores a $50kHz$.

La función transferencia del convertidor Flyback en DCM es:

$$G_{convertidor}(s) = \frac{V_{in} * \sqrt{\frac{R_o * T}{2 * L_{1P}}} * (1 + s * C_o * R_{cesr})}{\left(1 + \frac{s * C_o * (R_o + R_{cesr})}{2}\right)} = \frac{34.75 * \sqrt{R_o} * \left(1 + \frac{s}{15000000}\right)}{\left(1 + \frac{s * 22 * 10^{-6} * (R_o + 0.003)}{2}\right)} \quad (6.3)$$

La ganancia, los polos y los ceros del convertidor son variables ya que dependen de R_o . Realizando el diagrama en bode de esta función para los extremos de R_o , que en este caso son $4.8\Omega < R_o < 100\Omega$ se obtiene lo siguiente:

- $R_o = 4.8\Omega \Rightarrow G_{convertidor}(s) = \frac{76.13 * \left(1 + \frac{s}{15000000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{18920}\right)}$

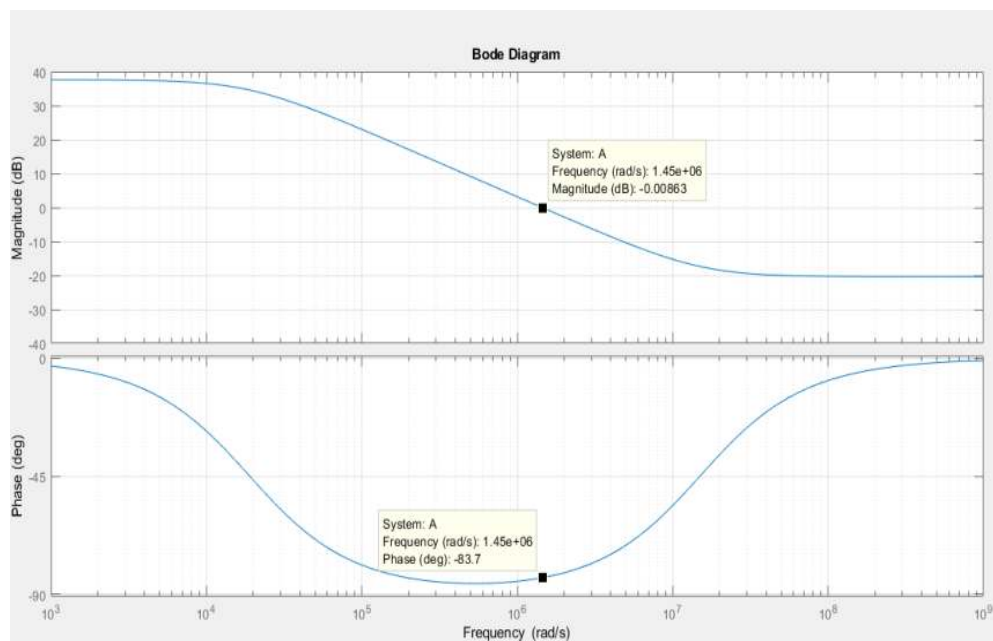


Figura 6.1- Diagrama de bode de la planta para $R_o = 4.8\Omega$.

- $R_o = 100\Omega \Rightarrow G_{convertidor}(s) = \frac{347.5 * \left(1 + \frac{s}{15000000}\right)}{\left(1 + \frac{s}{910}\right)}$

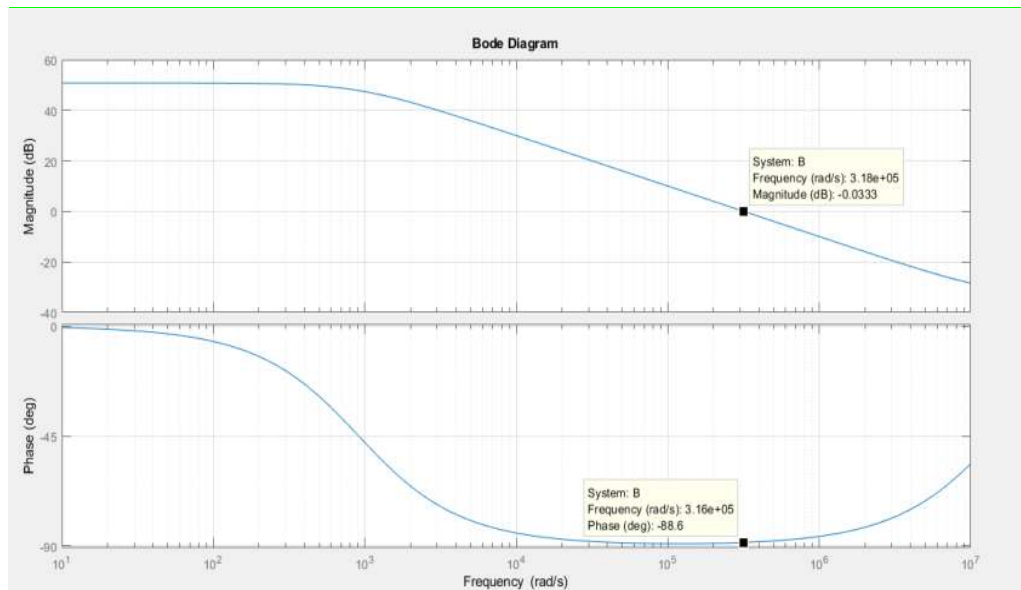


Figura 6.2- Diagrama de bode de la planta para $R_o = 100\Omega$.

La planta debe trabajar a lazo cerrado para que pueda responder a las variaciones en la carga R_o . Este lazo se cierra mediante una realimentación que posee dos grados de aislamiento, y que compara la salida V_o con un valor V_{ref} impuesto por diseño. La planta es regulada por corriente mediante un circuito integrado. Además se agrega un bloque de compensación para que la transferencia del sistema cumpla con los requisitos mencionados en la anterior sección. Estos bloques se suman a la función transferencia del convertidor y forman la función transferencia del sistema.

Para graficar el diagrama de bode de la función transferencia del sistema se debe conocer el $T(s) = G(s) * H(s)$. La función $H(s)$ es la ganancia de realimentación y la función $G(s)$ es la ganancia de avance. En la **Figura 6.3** se muestra el diagrama en bloques del sistema.

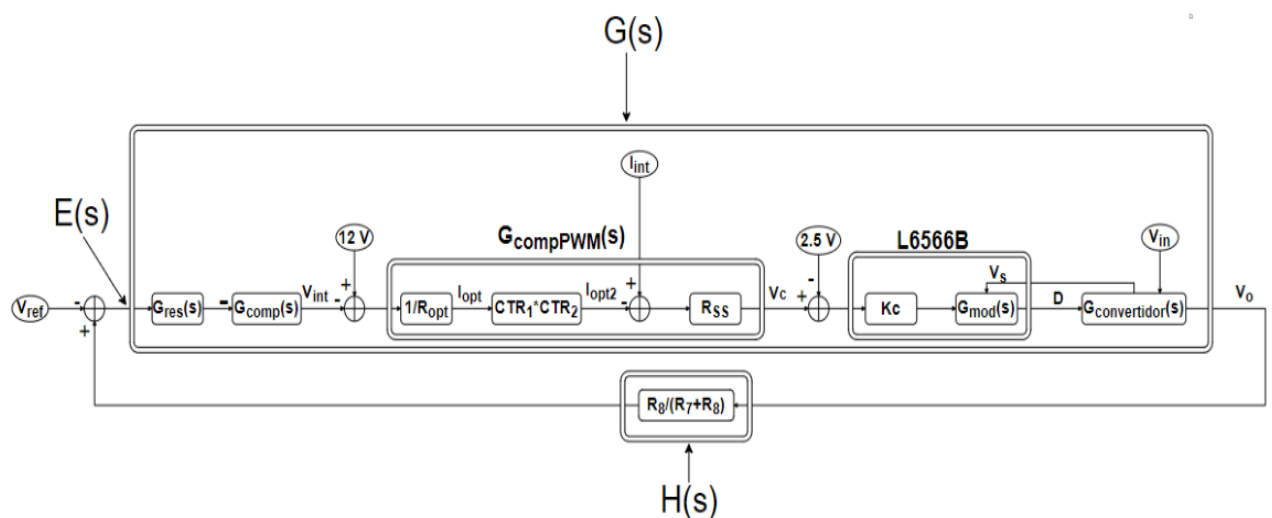


Figura 6.3- Diagrama en bloques del sistema.

6.1 Transferencia de avance G(s)

$$G(s) = G_{res}(s) * G_{comp}(s) * G_{compPWM}(s) * K_c * G_{mod}(s) * G_{convertidor}(s) \quad (6.4)$$

Se distinguen cinco bloques que forman la ganancia de avance del sistema.

$$G_{res}(s) = \frac{R_{11}}{R_{12}} = 5.11$$

Es un amplificador restador, se diseña para lograr la mayor ganancia posible sin saturar el operacional.

$$G_{comp}(s) = \frac{(1 + s * C_3 * R_{16})}{s * C_3 * R_{13}} = \frac{(1 + \frac{s}{1000})}{0.00033 * s}$$

Es el bloque compensador, el polo en el origen es colocado para que el sistema cumpla con el requerimiento de error nulo al escalón en régimen permanente. La ubicación del cero y la ganancia fueron elegidos para lograr el margen de fase requerido en el menor tiempo de respuesta posible. Los valores de los elementos son los siguientes:

- $C_3 = 10nF$
- $R_{16} = 100k\Omega$
- $R_{13} = 33k\Omega$

$$G_{compPWM}(s) = \frac{CTR_1 * CTR_2 * R_{SS}}{R_{opt}} = \frac{CTR_1 * CTR_2 * 12000}{R_{opt}}$$

Es el bloque en donde entran en juego los dos optoacopladores. R_{SS} se elige de acuerdo al rango de voltaje de entrada soportado por el integrado. Se coloca el potenciómetro R_{opt} para ajustar el rango de corriente que circula por los optoacopladores, debido a que estos elementos presentan ganancia CTR variable.

$$G_{L6566B}(s) = \frac{K_c * L_{1P}}{V_{in} * T} = 0.05$$

Conforma la ganancia del integrado. Es impuesto por el diseño del convertidor y por la ganancia K_c dada por el L6566B.

6.2 Transferencia de realimentación H(s)

$$H(s) = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{R_8}{(R_7 + R_8)} = 0.20833 \quad (6.5)$$

Los valores fueron elegidos para lograr que el error resultante de comparar la referencia $V_{ref} = 5V$ con la señal realimentada sea nulo cuando $V_o = 24V$.

6.3 Respuesta en frecuencia y en fase de T(s)

La función transferencia resultante en función de los parámetros variables es la siguiente:

$$T(s) = G(s) * H(s) = \frac{67154690 * CTR_1 * CTR_2 * \sqrt{R_o} * \left(1 + \frac{s}{15000000}\right) * \left(1 + \frac{s}{1000}\right)}{R_{opt} * s * \left(1 + \frac{s * 22 * 10^{-6} * (R_o + 0.003)}{2}\right)} \quad (6.6)$$

El sistema posee dos polos, por lo tanto es un sistema de segundo orden. Es de fase mínima ya que todos los polos y ceros se encuentran en el semiplano izquierdo y tiene error nulo al escalón en régimen permanente debido a que es un sistema de tipo 1.

El sistema posee dos factores que modifican la ganancia de baja frecuencia del lazo:

- $0.3 < CTR < 1$
- $4.8\Omega < R_o < 100\Omega$

El resistor R_{opt} también es variable pero depende directamente de la ganancia CTR. Se forman cuatro diagramas de bode diferentes con los rangos máximos y mínimos de cada variable. En las imágenes 6.4, 6.5, 6.6 y 6.7 se muestran los diferentes bodes válidos hasta $\frac{f_s}{2} = 50kHz$:

- $CTR_1 * CTR_2 = 0.3, R_o = 4.8\Omega, G_o = 3034, p_1 = 0, p_2 = 18.92 \frac{k * r}{s},$

$$z_1 = 1 \frac{k * r}{s}, \quad z_2 = 15.15 \frac{M * r}{s}$$

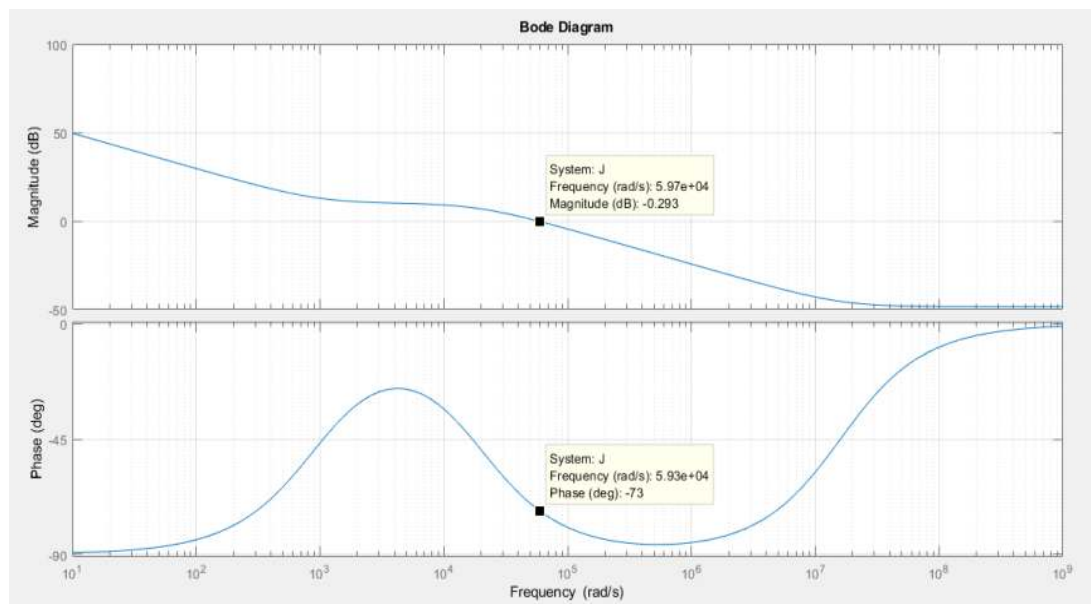


Figura 6.4- Diagrama de bode para $CTR_{total} = 0.3$ y $R_o = 4.8\Omega$.

El margen de fase M_ϕ es 105° y $w_o = 59.7 \frac{k * r}{s} \Rightarrow t_{res} = \frac{1}{2 * \pi * w_o} = 106\mu s$.

- $CTR_1 * CTR_2 = 1, R_o = 4.8\Omega, G_o = 10114, p_1 = origen,$

$$p_2 = 18.92 \frac{k * r}{s}, \quad z_1 = 1 \frac{k * r}{s}, \quad z_2 = 15.15 \frac{M * r}{s}$$

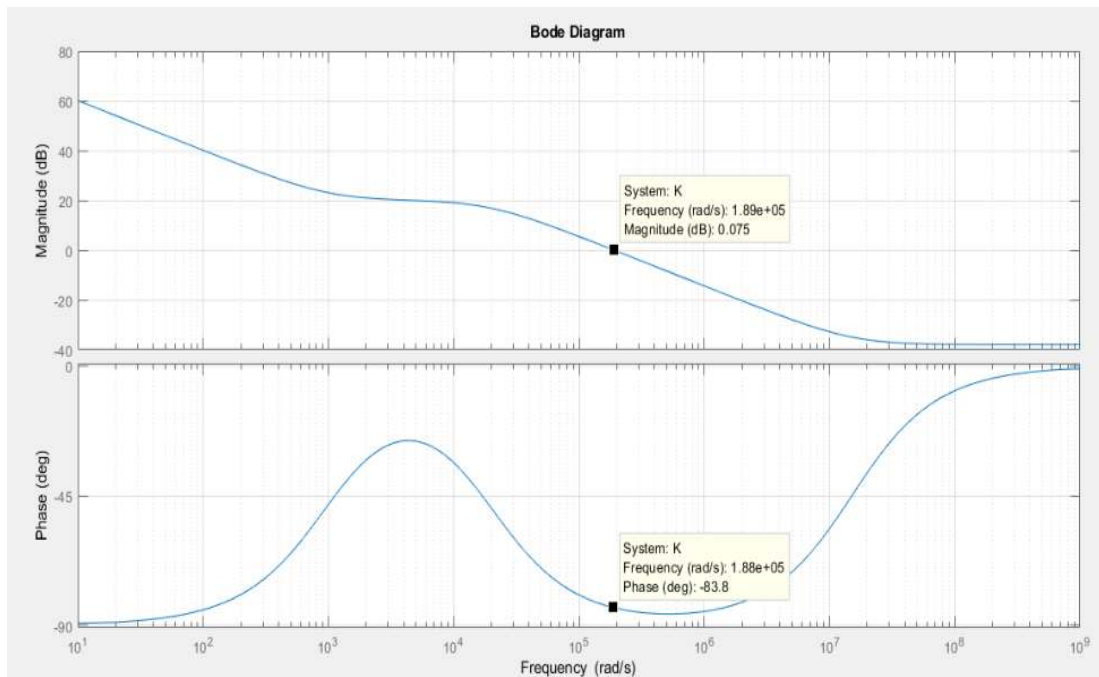


Figura 6.5- Diagrama de bode para $CTR_{total} = 1$ y $R_o = 4.8\Omega$.

El margen de fase M_ϕ es 97° y $w_o = 189 \frac{k * r}{s} \Rightarrow t_{res} = \frac{1}{2 * \pi * w_o} = 33.2 \mu s$.

- $CTR_1 * CTR_2 = 0.3$, $R_o = 100\Omega$, $G_o = 13850$, $p_1 = origen$, $p_2 = 910 \frac{r}{s}$,
 $z_1 = 1 \frac{k * r}{s}$, $z_2 = 15,15 \frac{M * r}{s}$

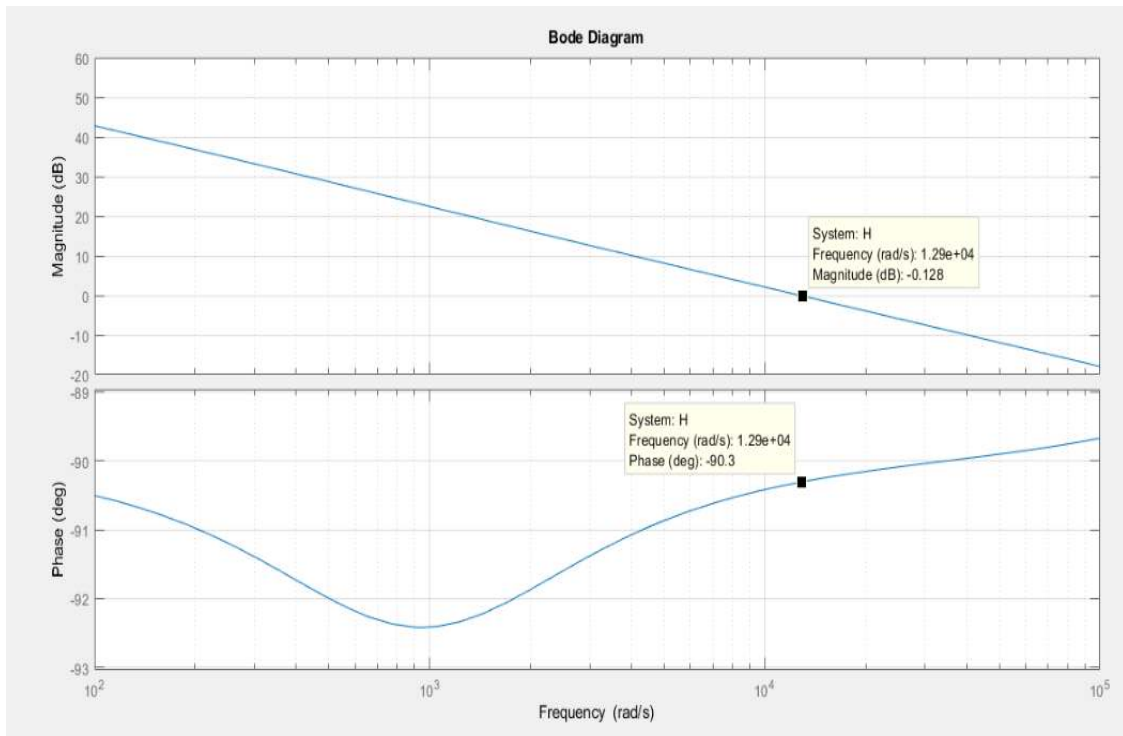


Figura 6.6- Diagrama de bode para $CTR_{total} = 0.3$ y $R_o = 100\Omega$.

El margen de fase M_ϕ es 90° y $w_o = 12.9 \frac{k*r}{s} \Rightarrow t_{res} = \frac{1}{2*\pi*w_o} = 487 \mu s$.

- $CTR_1 * CTR_2 = 1$, $R_o = 100 \Omega$, $G_o = 46166$, $p_1 = origen$, $p_2 = 910 \frac{r}{s}$,

$$z_1 = 1 \frac{k * r}{s}, \quad z_2 = 15.15 \frac{M * r}{s}$$

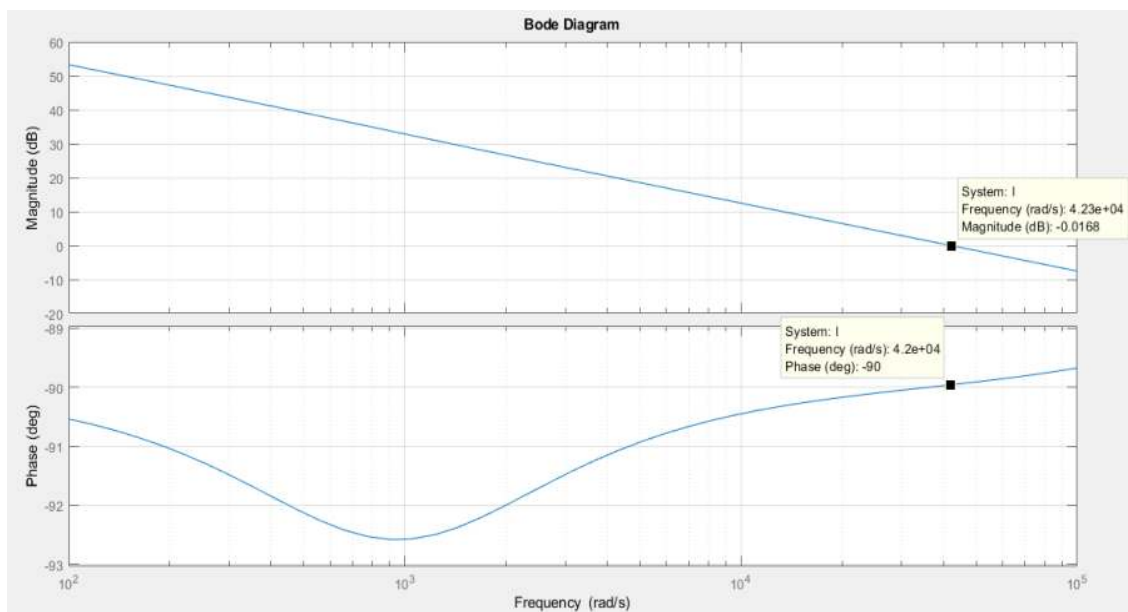


Figura 6.7- Diagrama de bode para $CTR_{total} = 1$ y $R_o = 100\Omega$.

El margen de fase M_ϕ es 90° y $w_o = 42.3 \frac{k*r}{s} \Rightarrow t_{res} = \frac{1}{2*\pi*w_o} = 148 \mu s$.

No se indica el margen de ganancia debido a que la fase no llega nunca a -180° . El margen de fase en todos los casos es $M_\phi > 70^\circ$, por lo tanto el sistema es estable. El sistema satisface las especificaciones de diseño ya que cumple con los requerimientos en los cuatro diagramas de bode.

Capítulo 7

Simulación del circuito en NL5

En este capítulo procedemos a simular la fuente de alimentación. Esta simulación fue realizada en el programa NL5, cuya licencia estudiantil fue otorgada por el propietario por ser estudiantes de Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional de Mar del Plata. Este proceso nos evita errores en la elección de componentes, ahorrando tiempo y dinero y nos brinda un modelo del comportamiento del circuito para que pueda ser contrastado con el circuito real.

La simulación se realiza sobre la fuente sin los convertidores de la etapa final, ya que estos elementos se obtienen dentro de un integrado ya listos para su implementación. En el caso del circuito integrado se crea un circuito que simula su trabajo para poder analizar el funcionamiento completo del sistema. El análisis se realiza en etapas según las características de los bloques de la fuente. Las distintas etapas son las siguientes:

- Rectificación y filtrado
- Convertidor Flyback doble aislado
- Bloque restador
- Bloque compensador
- Bloque comparador PWM

El bloque de rectificación y filtrado de la señal de línea para su posterior entrega al convertidor se simula de forma independiente al resto del sistema.

7.1 Rectificación y filtrado

En la **Figura 7.1** se observa el circuito de rectificación y filtrado. La fuente de tensión junto con las bobinas L_1, L_2 y los resistores R_6 y R_2 forman la red de línea. Los diodos D_1, D_2, D_3 y D_4 junto con sus resistencias parásitas componen el circuito de rectificado. A la derecha del rectificador se encuentra el circuito de filtrado y por último el resistor R_8 , el cual representa la carga de salida del sistema.

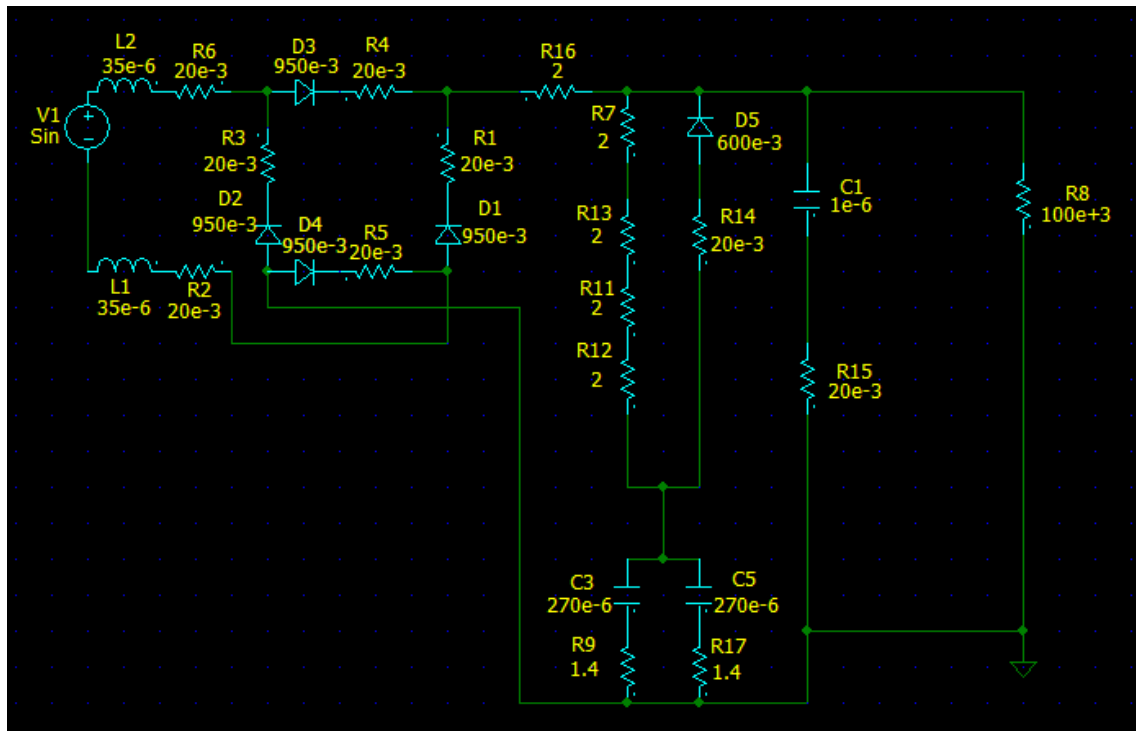


Figura 7.1- Rectificación y filtrado en NL5.

La fuente de tensión entrega $220V_{AC}$ con una frecuencia de $50Hz$ y los valores de las bobinas y resistores son los característicos del cableado de la red. En el circuito de filtrado los resistores R_9 y R_{17} representan la resistencia propia de los capacitores, y R_{16} es un NTC el cual su resistencia cambia de valor al variar la potencia disipada. Este NTC, junto con los resistores R_7 , R_{11} , R_{12} y R_{13} limitan y soportan el pico de potencia que se presenta en el arranque del sistema. C_3 y C_5 son los capacitores de hold-up que sirven como reserva de energía cuando la red sufre una perturbación catalogada en los standards como (“hueco de medio ciclo”). La cadena de resistores permite cargarlos lento sin degradar el factor de forma de corriente de entrada. El diodo D_5 y su resistencia dinámica R_{14} permiten la descarga de C_3 y C_5 para suministrar la energía que el convertidor requiere ante un hueco de tensión.

La máxima tensión de entrada admitida por el sistema es $V_{in_{max}} = 330V$ y la mínima tensión de entrada es $V_{in_{min}} = 264V$.

Comenzamos con la simulación de la corriente sobre el diodo D_3 para observar la corriente promedio y la máxima que deben soportar, se muestra en la **Figura 7.2**.

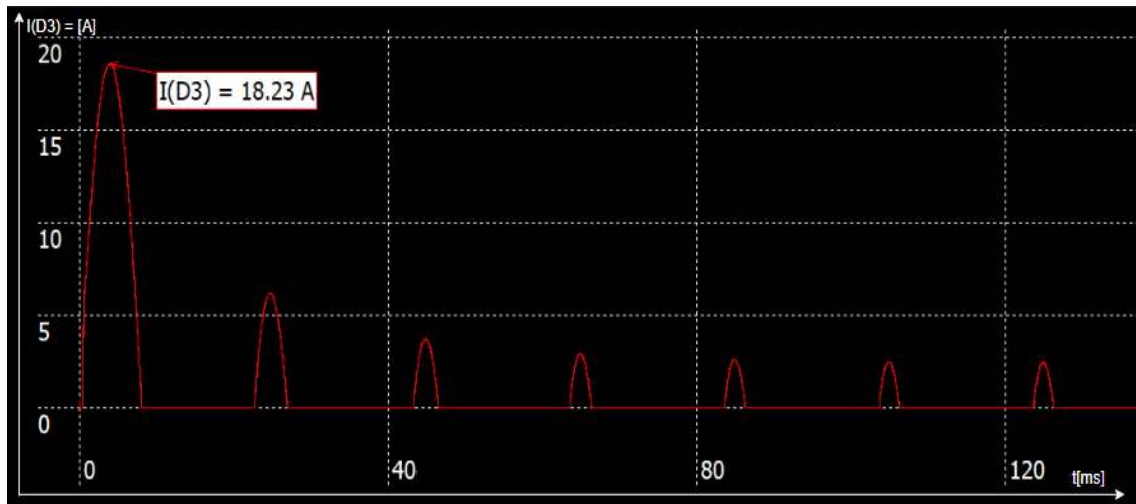


Figura 7.2- Corriente sobre el diodo D_3 .

Se observa en la figura una corriente pico $I_{pico}(D_3) = 18.62 A$. El pico sucede en el arranque, ya que el capacitor de filtro esta descargado y el sistema tenderá a cargarlo. Este salto se va reduciendo en el tiempo a medida que se carga el capacitor. Los picos observados se repiten al doble de la frecuencia de línea y su tiempo de duración depende del tiempo de carga de dicho capacitor. Su corriente promedio es $\bar{I}_o = 0.5 A$.

El componente además de cumplir con los requisitos de corriente promedio y de corriente pico, debe soportar una tensión en inversa mayor a $330V_{DC}$. Esta tensión es la máxima tensión de entrada soportada por el circuito. El elemento elegido es un puente de diodos de marca SMC. Sus especificaciones son las siguientes:

- $V_{rev} = 700V$
- $I_{pico} = 80A$
- $I_o = 3A$
- $V_f = 1.1V$

Simulamos la potencia que deben soportar los resistores R_7, R_{11}, R_{12} y R_{13} en caso de que no estuviera el limitador de corriente.

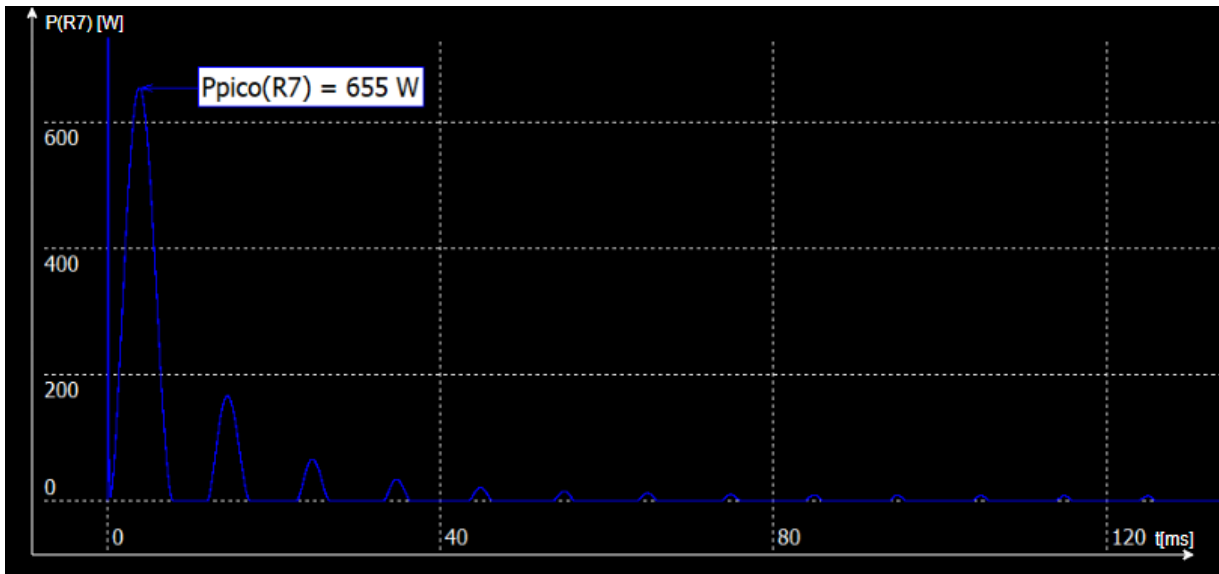


Figura 7.3- Potencia sobre el resistor R_7 sin el limitador de corriente.

Cada resistor debería soportar $655W$ de potencia pico, por este motivo se coloca el limitador de corriente. El pico que se observa al comenzar se debe a errores del programa por lo que no se tiene en cuenta en el análisis.

Se simula la potencia que deben soportar los resistores con el limitador de corriente y se observa su fenómeno en la **Figura 7.4**:

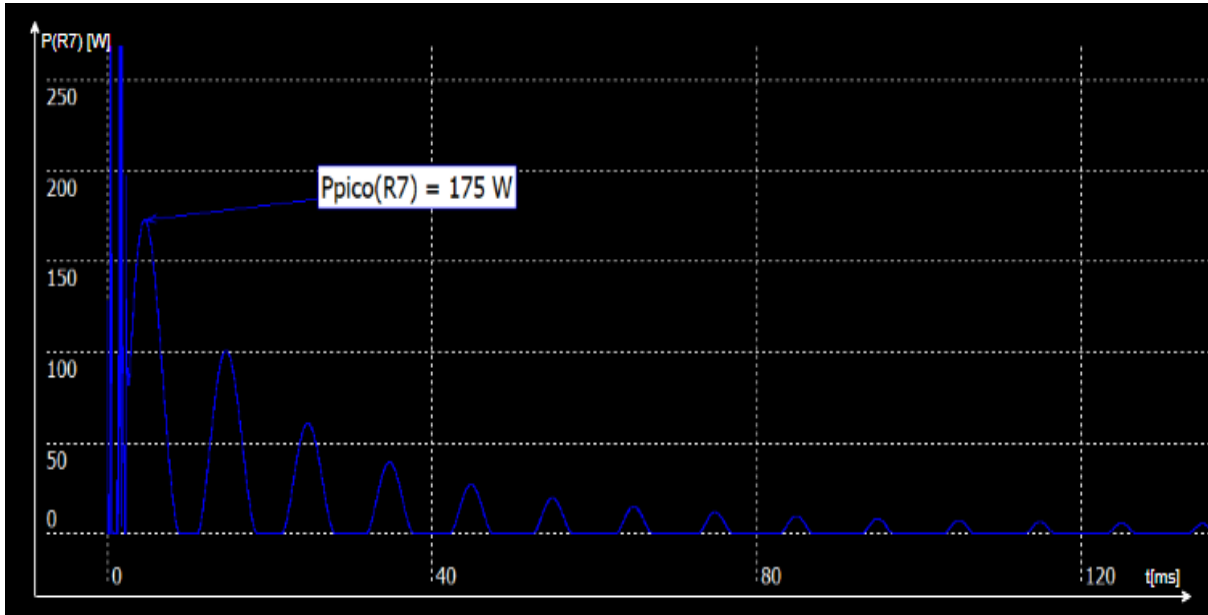


Figura 7.4- Potencia sobre R_7 con el limitador de corriente.

En la **Figura 7.4** la señal con ruido que se observa al comienzo del programa no se tienen en cuenta en el análisis. Observando el primer pulso se aprecia una reducción notable de la potencia pico que debe soportar cada resistor. La potencia media mínima es $\bar{P}_0 = 1W$.

El circuito fue diseñado con cuatro resistores de 2Ω en serie debido a que no se encontraba disponible en el mercado un resistor de 8Ω que soporte tal pico de potencia. Los resistores elegidos para la implementación son de marca Vishay y sus especificaciones son:

- $R = 2\Omega$
- $Tolerancia = \pm 5\%$
- $\bar{P}_o = 5W$
- $P_{pico} = 250W$

El limitador de corriente, en este caso, es de marca Ametherm y su resistencia es de $60\Omega \pm 20\%$ cuando su corriente supera los $2A$. Si su corriente es menor, su resistencia varía entre 2Ω y 60Ω dependiendo el valor de corriente que circula entre sus bornes.

El capacitor de filtro es uno de los elementos más críticos de la fuente ya que, en la mayoría de los casos, es de los primeros elementos que falla. Se muestran en las **Figura 7.5** y **7.6** las simulaciones sobre el capacitor para conocer las condiciones a las que será sometido en el circuito. Conocer estas condiciones es esencial para una buena elección del capacitor.

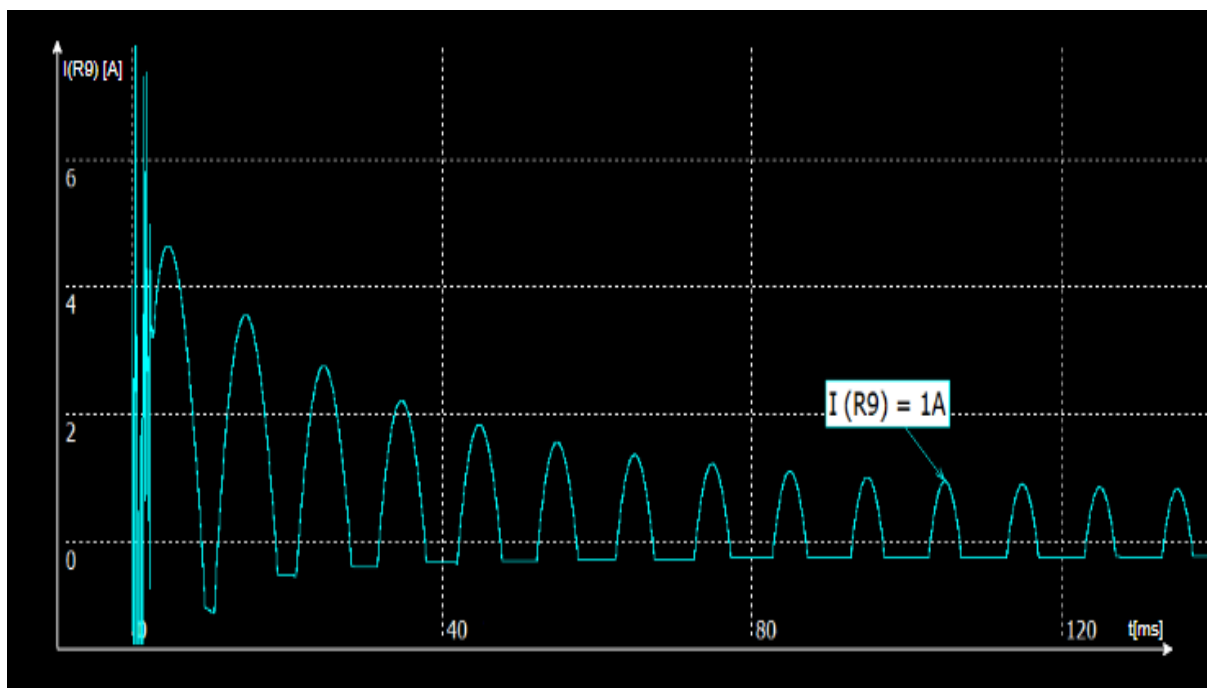


Figura 7.5- Corriente pico del capacitor de filtro.

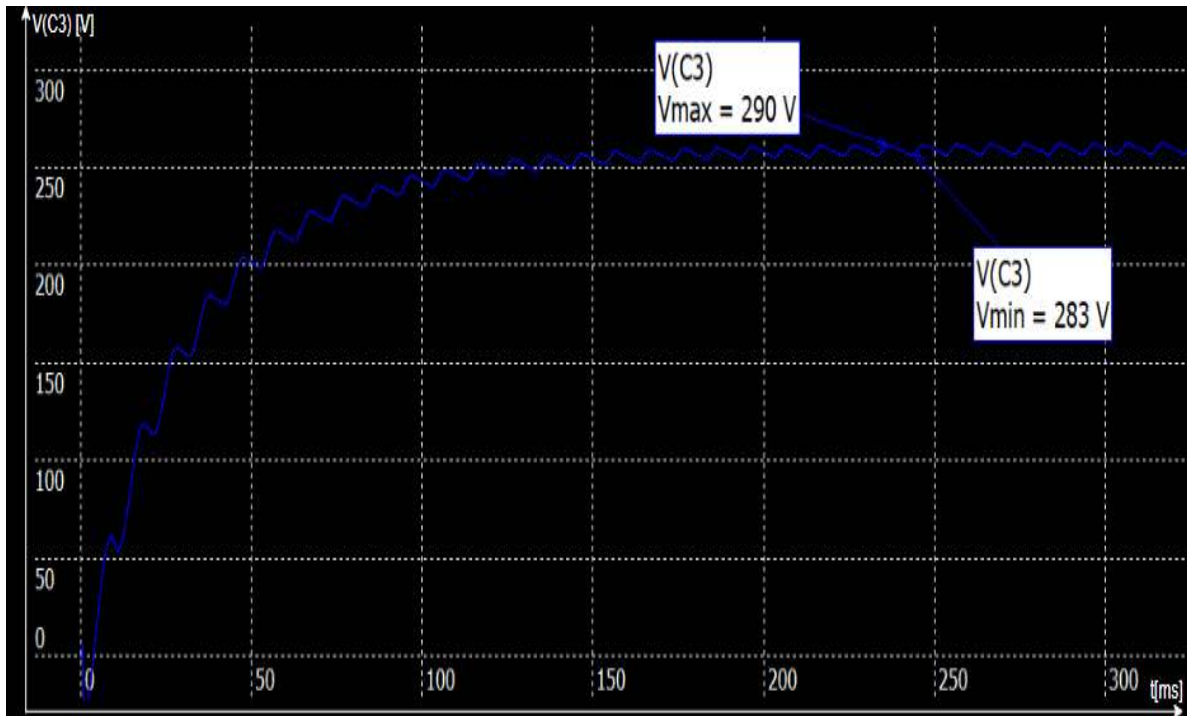


Figura 7.6- Tensión sobre el capacitor de filtro.

Para el cálculo del capacitor, además, se debe tener en cuenta que debe poder sostener la mínima tensión compatible con la regulación de la fuente en caso de hueco de tensión de medio ciclo (10ms).

$$V_c = V_{in} * e^{\frac{-t}{R*C}} \quad (7.1)$$

Se toma $V_c = 264V$, $V_{in} = 285V$ y $R = 308\Omega$. El valor del capacitor debe ser $C \geq 424.2\mu F$.

El capacitor elegido es del tipo electrolítico por lo que su corriente de ripple es una de sus limitaciones más importantes. El valor de capacitancia es una relación de compromiso entre el ripple de voltaje y el tamaño del capacitor. A menor capacidad el elemento posee menor tamaño pero mayor ripple de voltaje.

En este proyecto el valor elegido es de $440\mu F$ y estará formado por dos capacitores de $220\mu F$ en paralelo, su ripple de voltaje será aproximadamente de $7V$ y su voltaje máximo de $400V$. La elección de los dos capacitores en paralelo logra una reducción de la resistencia de pérdida obteniendo un menor ripple de corriente. La vida útil de estos capacitores es un factor muy importante en la elección del componente ya que suelen ser los primeros elementos que fallan en la fuente. Cuanto mayor sea su vida útil más confiable será la fuente.

Los capacitores seleccionados son de la marca United Chemi-Con y poseen las siguientes especificaciones:

- $C = 220\mu F \pm 20\%$
- $I_{ripple} = 1.22A$
- $R_{esr} = 1.4\Omega$

- $V_{max} = 400V$
- $T_{uso} = 12000hs$ a $105^{\circ}C$

El diodo D_5 es el encargado de reducir la potencia sobre los resistores R_7, R_{11}, R_{12} y R_{13} . Debe ser capaz de soportar una tensión en inversa mayor a $350V$ y debe tener un rápido tiempo de transición de inversa a directa para poder conducir corriente en el mayor período posible. Se selecciona un diodo de marca SMC y sus características son las siguientes:

- $V_{rev} = 600V$
- $T_{rec} = 250ns$
- $V_f = 1.3V$
- $I_o = 1A$

El capacitor C_1 es un filtro RFI. Este capacitor tiene una doble función, por un lado filtra los parásitos de red para que no entren al sistema y por otro lado, filtra los ruidos e interferencias del sistema para que no ingresen a la red. El elemento seleccionado es de marca Panasonic y tiene las siguientes especificaciones:

- $C = 0.82\mu F \pm 10\%$
- $V = 450V$
- $R_{esr} = 20m\Omega$

Por último, el circuito en la entrada de la red presenta dos componentes que no se muestran en la simulación, el varistor y el fusible. El varistor se coloca en paralelo a la red y el fusible se coloca en serie.

El varistor es un elemento que en condiciones normales se comporta como un circuito abierto tanto para la red como para el sistema. Cuando el voltaje de línea supera el valor de avalancha, la resistencia dinámica a partir de ese umbral decrece rápidamente de modo que enclava la tensión a expensas de drenar la corriente excedente. En este trabajo el varistor elegido es de marca TDK y su valor límite para que se comporte como un limitador es de $430V$.

La condición para que el fusible se queme es $I^2 * t$ donde I es la corriente en amperios que circula por el y t el tiempo en segundos. El fusible seleccionado es de marca Littelfuse, soporta hasta $250V_{AC}$ y su condición $I^2 * t = 5.73 [A^2 * s]$.

7.2 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado

El modelo del convertidor se observa en la **Figura 7.7**:

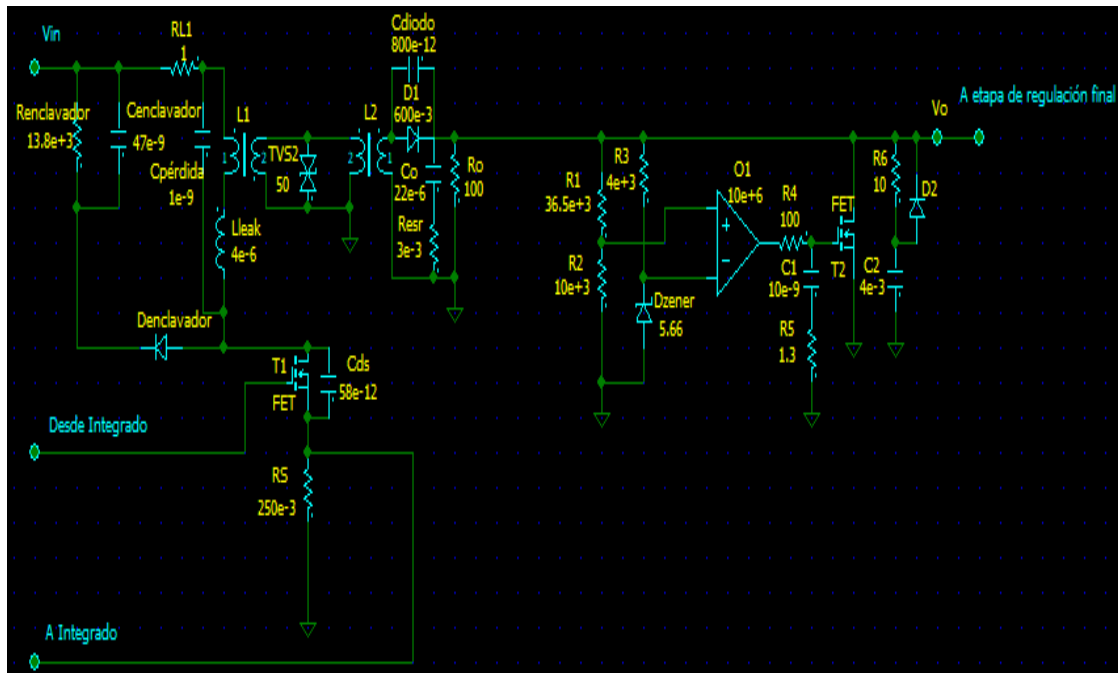


Figura 7.7- Convertidor Flyback doble aislado.

7.2.1 Circuito enclavador y limitador de tensión

El circuito denominado enclavador formado por $C_{enclavador}$, $R_{enclavador}$ y $D_{enclavador}$ funciona como limitador de tensión sobre el inductor primario de dos puertos. El componente L_1 es un inductor de dos puertos cuya inductancia de pérdida esta representada en L_{leak} , su capacitancia en $C_{pérdida}$ y su resistencia en R_{L1} . El elemento TVS_2 funciona como un limitador de voltaje en ambos sentidos. T_1 es un MOSFET de tipo N el cuál es alimentado por el integrado L6566B y C_{DS} es su capacitancia. R_S es el resistor de sensado, se utiliza para medir el voltaje que posee y luego enviar dicho valor hacia el integrado L6566. L_2 es un transformador que funciona solamente como aislador, ya que la tensión reflejada en el secundario es igual a la que presenta en el primario. D_1 es un diodo común y C_{diodo} es su capacitancia. C_o es la capacitancia de salida y R_{esr} es el valor de su resistencia de pérdida. R_o representa la resistencia de salida que observa el convertidor. El amplificador O_1 con los resistores R_1, R_2, R_3, R_4 y R_5 , el capacitor C_1 , el diodo zener D_{zener} y el MOSFET de tipo N forman un circuito cuya función es limitar el voltaje de salida. Por último, el diodo D_2 , el capacitor C_2 y el resistor R_6 protegen al circuito ante caídas breves de tensión de red o ante disminuciones en la carga manteniendo el voltaje de salida.

Ya obtenidos los valores de diseño del inductor de dos puertos y sus elementos parásitos mostrados en el capítulo 4 comenzamos con la simulación de la tensión del transistor T_1 que se muestra en la **Figura 7.8**.

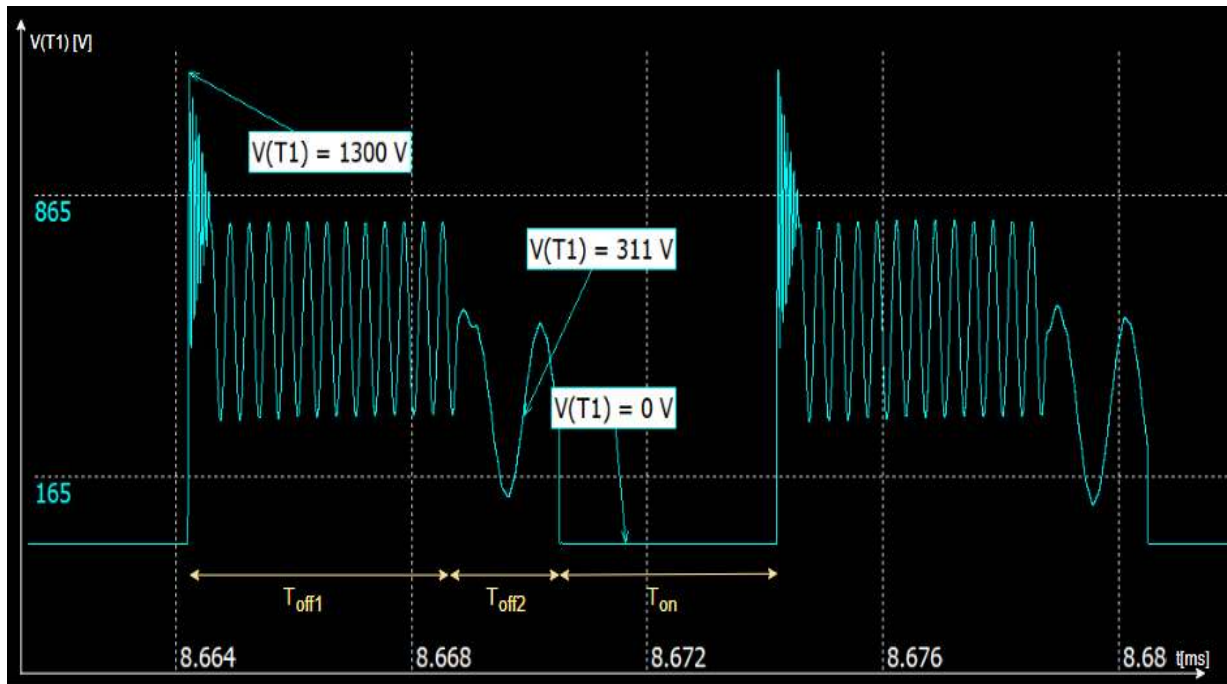


Figura 7.8- Forma de onda de tensión en transistor T_1 sin circuito enclavador.

En el primer instante del tiempo T_{off1} aparece un pico de valor $V = 1300V$ que resulta de la suma del voltaje de entrada V_{in} , el voltaje reflejado del secundario y la corriente parásita por la impedancia característica $Z_o = \sqrt{\frac{L_{leak}}{C_{DS}}}$. Luego esa corriente se agota y la tensión sobre T_1 oscila a una frecuencia que depende del valor de inductancia parásita L_{leak} del inductor de dos puertos y la capacitancia parásita C_{DS} .

En el tiempo T_{off2} la tensión promedio en el transistor es igual al voltaje de entrada V_{in} y esta tensión oscila a una frecuencia que depende del inductor primario L_{1S} y la capacitancia parásita C_{ds} . En la etapa T_{on} la tensión en T_1 es $0V$.

Para reducir el pico de $1300V$ se utiliza el circuito enclavador que limita la tensión sobre el inductor de dos puertos a $910V$. Esto hace que la máxima tensión sobre T_1 sea la tensión de red V_{in} sumada a la tensión máxima sobre el inductor de dos puertos.

$$V_{max}(T_1) = V_{in} + V_{max}(V_{L1}) \quad (7.2)$$

A continuación se observa en la **Figura 7.9** la onda de tensión del transistor con el limitador de tensión.

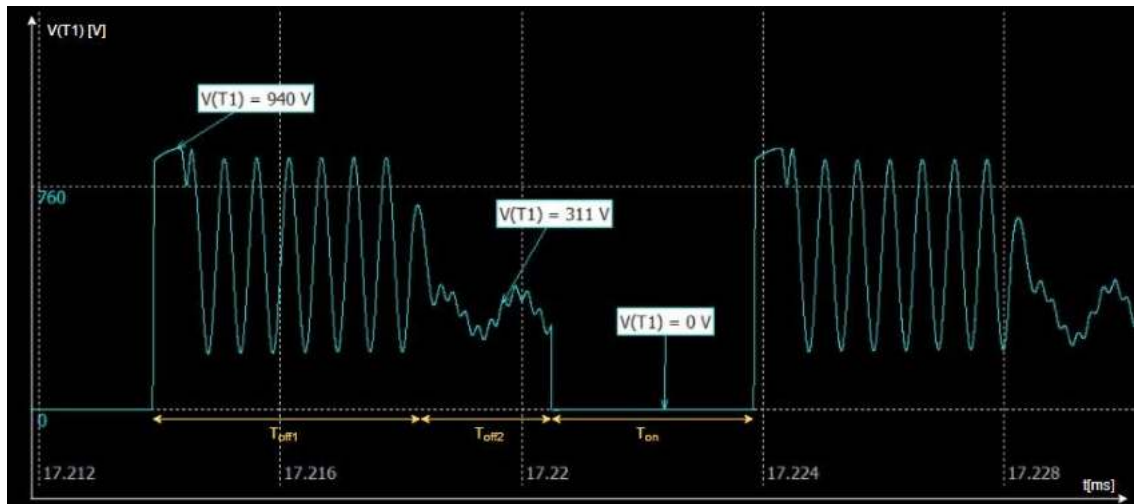


Figura 7.9- Forma de onda de tensión en T_1 con circuito enclavador.

Se muestra una gran reducción en el pico de voltaje debido al limitador. El transistor T_1 sufrirá transitorios de corriente de hasta $2A$ por un período menor a $50ns$, éstos suceden debido a la existencia de la capacitancia parásita del inductor de dos puertos $C_{pérdida}$. El transistor elegido debe soportar el pico de voltaje, el pico de corriente y además debe poseer bajas pérdidas para hacer más eficiente al convertidor. El transistor elegido es un MOSFET de tipo N, de marca Cree y sus especificaciones son las siguientes:

- $P_{RMS} = 112W$
- $I_{pico} = 80A$
- $V_{pico} = 1200V$
- $C_{ds} = 58pF$
- $V_{gs} = 2.5V$
- $R_{ds} = 75m\Omega$

Donde R_{ds} es la resistencia entre drain y source del transistor cuando está conduciendo y V_{gs} es la tensión que debe tener en su entrada para que el MOSFET comience a conducir. El transistor va a requerir un disipador para evacuar las pérdidas. El diseño de este disipador se mostrará en el siguiente capítulo.

El circuito enclavador está formado por un resistor $R_{enclavador} = 13.6k\Omega$, donde su valor surge de una relación de compromiso entre la máxima tensión de limitación y la potencia disipada, un capacitor $C_{enclavador} = 47nF$ que mantiene su tensión durante el período T_{sw} del sistema y un diodo $D_{enclavador}$ que soporte tensiones mayores a $1000V$ para que no permita que el capacitor se descargue sobre el MOSFET en la etapa T_{on} .

El voltaje máximo permitido por el integrado L6566B sobre el resistor R_S es $V_{R_{S,max}} = 1V$. Se definió en los cálculos de diseño del inductor de dos puertos que la corriente máxima que circulará por el resistor R_S es $I_{R_{S,max}} = 4A$. Para que la tensión logre una máxima excursión se define $R_S = 0.25\Omega$. Este resistor debe tener una gran precisión ya que de éste depende la fidelidad del ciclo de trabajo del sistema. Por último, debe tener la capacidad de resistir

pulsos de potencia, ya que la capacitancia parásita del inductor de dos puertos genera pulsos cortos de corriente de gran amplitud.

El componente elegido para la implementación de R_S es un resistor de valor 0.25Ω con una tolerancia de $\pm 1\%$. Es resistente a pulsos, su marca es Vishay y soporta potencias promedio de hasta $1.5W$.

A continuación, en la **Figura 7.10**, analizamos la tensión sobre el secundario del inductor de dos puertos.

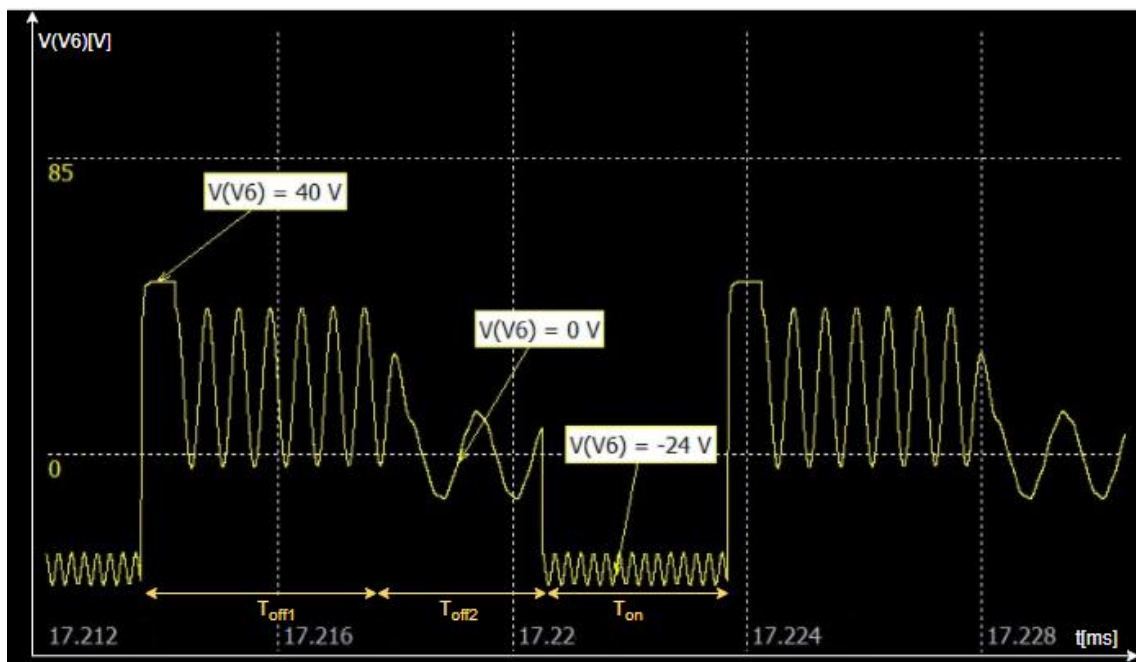


Figura 7.10- Tensión sobre el secundario del inductor de dos puertos.

Se observa el mismo tipo de señal que la tensión sobre el MOSFET en las etapas T_{off1} y T_{off2} con las mismas frecuencias pero con diferentes amplitudes. En la etapa T_{off1} la amplitud resulta de la suma entre la tensión reflejada del primario del inductor de dos puertos y la tensión reflejada del secundario del transformador. En el tiempo T_{off2} la tensión promedio es nula ya que no se presenta voltaje en el primario del inductor y el diodo D_1 , visto en la **Figura 7.10**, no permite reflejar la tensión provista del secundario del transformador. Por último en la etapa T_{on} se observa la tensión reflejada del primario, la cuál se presenta en sentido negativo por las condiciones de diseño utilizadas. En esta etapa, a diferencia de lo ocurrido en el MOSFET, aparece una variación cuya frecuencia depende del capacitor parásito del diodo D_1 y de la suma de los valores de las inductancias del primario del transformador y del secundario del inductor de dos puertos.

Como se verá en secciones posteriores, las dos aislaciones en la realimentación se logran con dos optoacopladores, uno de ellos debe ser alimentado con la tensión provista por el secundario del inductor de dos puertos para que no se viole la doble aislación de la fuente. La tensión del secundario del inductor referenciada en la **Figura 7.10** como $V(V_6)$ no debe

tener picos mayores a $50V$ para no afectar el funcionamiento del optoacoplador. Por este motivo, se coloca en esta parte del circuito un limitador de tensión TVS_2 para proteger el optoacoplador de transitorios del sistema. El limitador elegido es un diodo TVS de marca Littelfuse y permite restringir tensiones mayores a $60V$ en ambos sentidos.

7.2.2 Capacitor de salida y diodo D_1

El diodo shottky metal-Si D_1 permite circular corriente en el tiempo T_{off} y bloquearla en la etapa T_{on} . En el modelo creado para el circuito, C_{diodo} representa la capacidad parásita de la junta metal-semiconductor. A continuación, en la **Figura 7.11**, analizaremos la corriente y el voltaje que circula por D_1 .

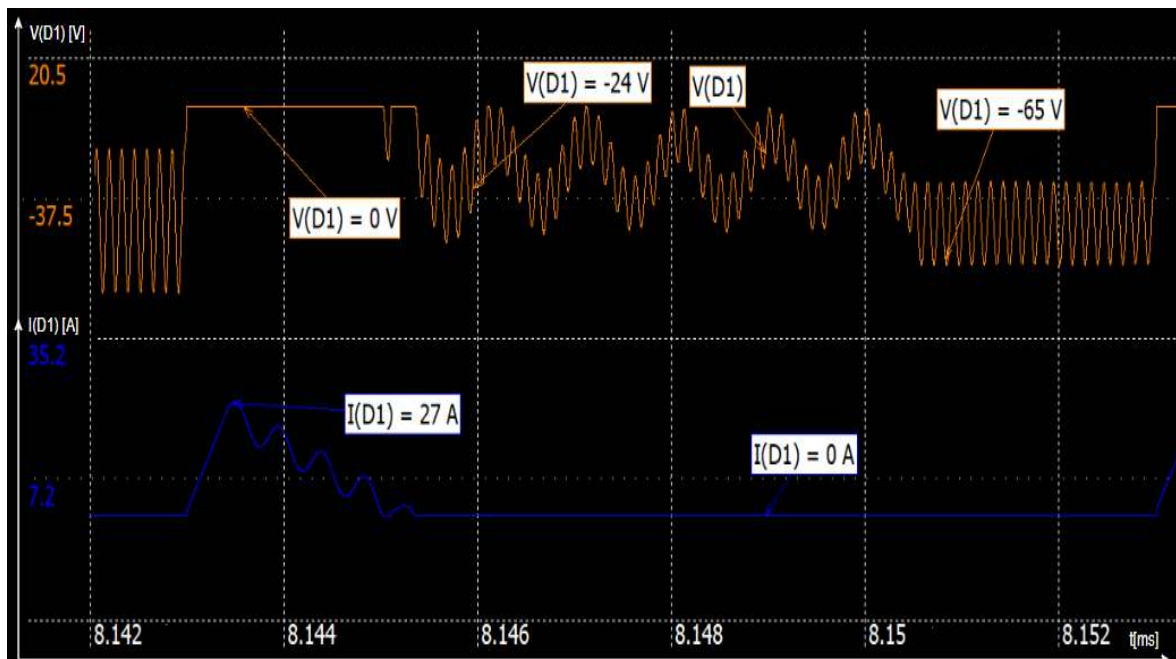


Figura 7.11-Corriente y tensión sobre el diodo D_1 .

En el tiempo T_{off_1} circula una onda de corriente por el diodo de forma triangular llegando a un pico de $27A$ para luego reducirse a cero cuando finaliza la etapa. En la etapa T_{off_2} la tensión inversa del diodo es igual a la tensión de salida del convertidor. Por último, en la etapa T_{on} , la tensión inversa es la suma de la tensión de salida del convertidor y la tensión reflejada en el secundario del inductor de dos puertos.

De la **Figura 7.11** se deduce que el diodo elegido debe soportar una tensión inversa pico mayor a $95V$. La corriente pico que debe tolerar es de $27A$ y la corriente promedio es de $5A$.

El componente seleccionado es un diodo de recuperación rápida de marca SMC. Sus especificaciones son las siguientes:

- $V_{revpico} = 200V$

- $I_{pico} = 80A$
- $I_{prom} = 8A$
- $V_{forward} = 1V$
- $T_{on-off} = 31ns$

El capacitor de salida por diseño va a ser de $22\mu F$ otorgándole un 15% extra de capacidad a lo requerido para compensar la reducción de valor debido a la componente de DC. Este elemento es de tipo cerámico debido a que presenta una reducida resistencia en serie y es de bajo costo. En la **Figura 7.12** se analiza la corriente y la tensión que circula por este capacitor para poder conocer las especificaciones requeridas para una correcta elección.

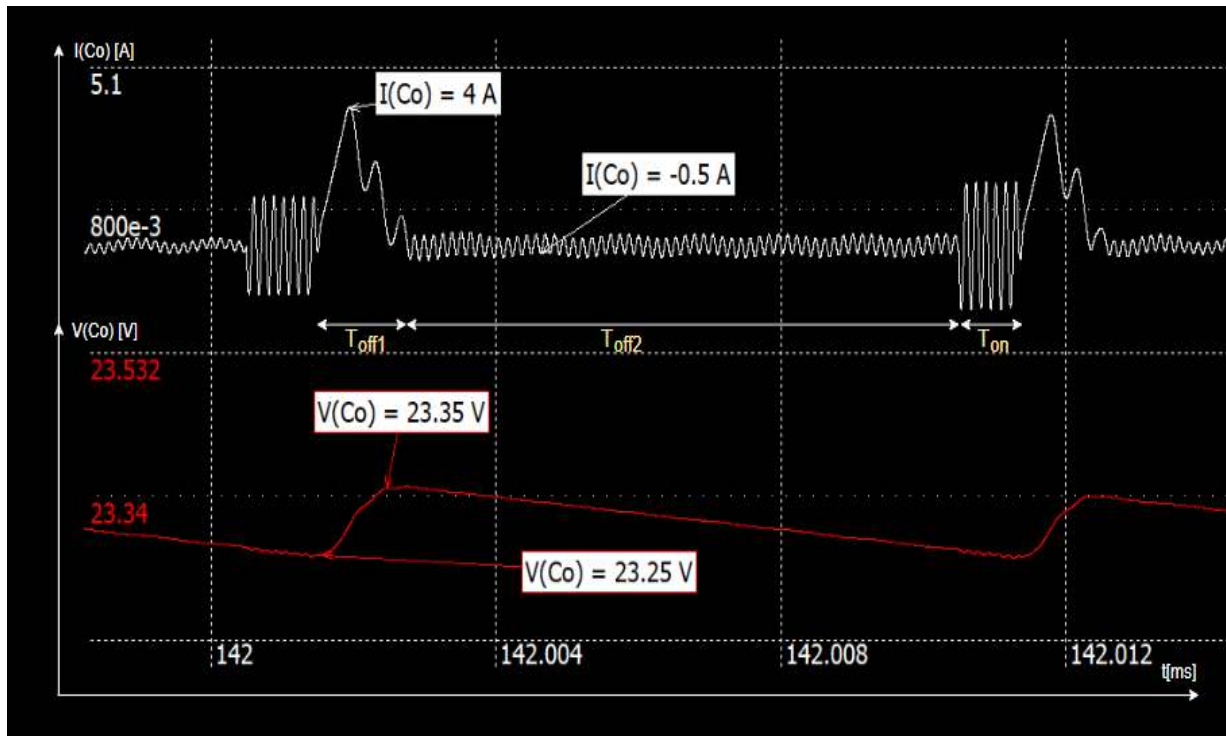


Figura 7.12- Forma de onda de tensión y corriente sobre C_o .

En la forma de onda de tensión observamos que el capacitor se carga en el tiempo T_{off_1} y se descarga en las dos etapas siguientes. Su variación depende de la capacidad de C_o y de los resistores de carga y descarga de este elemento. Cuanto mayor sean los valores de la capacidad y los valores de los resistores de carga y descarga, menores variaciones de tensión se obtendrán. A menor variación más preciso será el convertidor pero menor respuesta dinámica tendrá ante cambios en la carga o variaciones en la tensión de entrada. Cabe aclarar que este convertidor cumple la función de prerregular la tensión ya que luego será sometida a otra etapa la cual le otorgará la regulación final.

La forma de onda de corriente indica que en el tiempo T_{off_1} el capacitor se carga llegando a un pico de corriente de valor $I_{pico} = 4A$ y en las siguientes etapas se descarga con una corriente $I_{descarga} = -0.5A$.

En los capacitores de tipo cerámico la capacitancia depende del valor de tensión continua que posean, en este caso $V_o = 24V$.

Se eligieron cuatro capacitores cerámicos en paralelo para la construcción del capacitor de salida C_o . Son elementos de marca Samsung, su capacidad a $C(0V) = 10\mu F$ y sus especificaciones son las siguientes:

- $C(24V) = 5.5\mu F \pm 10\%$
- $V_{max} = 50V$
- Material dieléctrico: X7R
- $R_{esr} = 4.3m\Omega$

Los capacitores en paralelo suman sus capacidades y forman un capacitor de $22\mu F$ con una $R_{esr} = 1m\Omega$.

7.2.3 Protector de sobretensión de salida

El circuito protector de sobretensión lo vemos en la **Figura 7.13**.

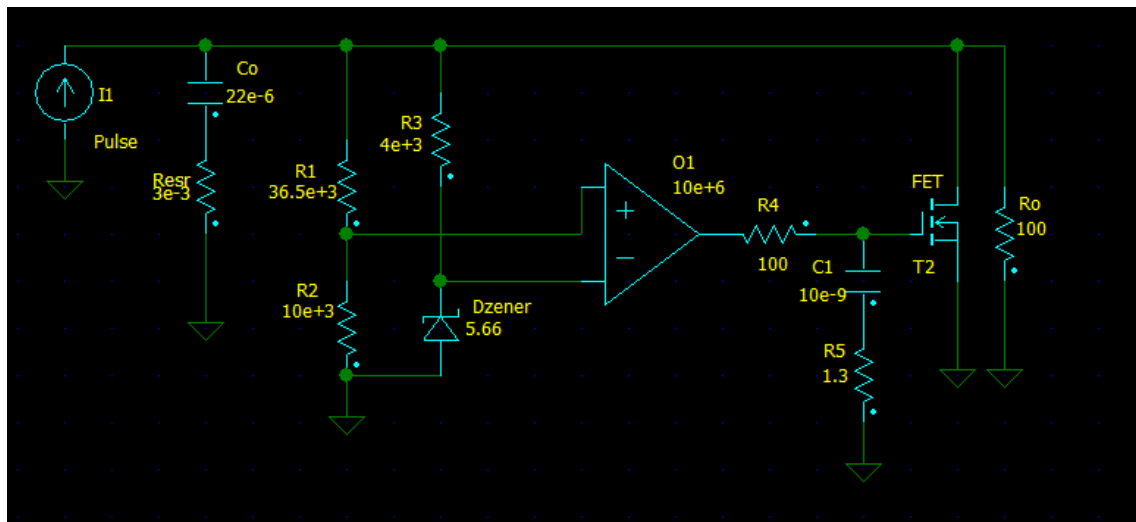


Figura 7.13- Protector de sobretensión.

El generador de corriente I_1 representa los pulsos de corriente que envía el convertidor doble aislado hacia el capacitor C_o en la etapa T_{off1} . Cuando la tensión sobre el capacitor de salida C_o supera cierto valor definido por los resistores R_1, R_2 y por el diodo D_{zener} , el amplificador O_1 hace conducir el transistor de tipo MOSFET T_2 originando un camino de baja resistencia para la descarga del capacitor C_o .

Para proteger los convertidores DC-DC de regulación final se requiere que la tensión máxima de salida sea $V_{C_{o_{max}}} = 26.5V$. Este valor lo define la siguiente ecuación:

$$V_{Dzener} = \frac{V_{C_{o_{max}}} * R_2}{R_2 + R_1} \quad (7.3)$$

Se comienza con la elección del diodo zener, el cuál debe ser lo más preciso posible para evitar grandes variaciones en el voltaje máximo de salida. El diodo elegido es un zener de marca Nexperia con las siguientes especificaciones:

- $V_Z = 5.6V \pm 1\%$
- $P_{d_{max}} = 250mW$

La corriente que circula por el diodo zener debe ser limitada, para que no sobrepase la potencia que pueda disipar y se sobrecaliente. Esta limitación se logra colocando un resistor en serie al diodo. Conociendo la $P_{d_{max}}$, la V_Z y la máxima tensión de salida del sistema $V_{C_{o_{max}}}$ se puede calcular el valor del resistor R_3 requerido.

$$P_d = V_Z * I_{Z_{max}} \Rightarrow I_{Z_{max}} = 44.6mA \quad (7.4)$$

$$I_{Z_{max}} = \frac{(V_{C_{o_{max}}} - V_Z)}{R_3} \Rightarrow R_3 > 500\Omega \quad (7.5)$$

El resistor elegido es de marca Panasonic, su valor es $R_3 = 3.9k\Omega \pm 10\%$ y su $P_{max} = 0.5W$. Con este valor de resistencia, la corriente que circula por el diodo y por el resistor es:

$$I_Z = 5.35mA \Rightarrow P_{R_3} = I_{Z_2} * R_3 = 0.11W < 0.5W \quad (7.6)$$

Conociendo la tensión máxima de salida y la tensión del zener se calculan los valores para los resistores R_1 y R_2 . Se debe elegir el valor de un resistor y calcular el valor del otro, elegimos $R_1 = 36.5k\Omega$ y procederemos a deducir el valor de R_2 .

$$V_{D_{zener}} = \frac{(V_{C_{o_{max}}} * R_2)}{(R_2 + R_1)} \Rightarrow R_2 = 10k\Omega \quad (7.7)$$

El resistor R_1 es de marca Yageo, su valor es $R_1 = 36.5k\Omega \pm 1\%$ y su $P_{max} = 0.25W$. El resistor R_2 es de marca Panasonic, su valor es $R_2 = 10k\Omega \pm 1\%$ y su $P_{max} = 0.25W$. Por último se calcula la corriente que circula por ambos resistores para comprobar si la potencia especificada por el fabricante no es superada.

$$I_{R_1R_2} = \frac{V_{C_{o_{max}}}}{R_1 + R_2} = 0.5mA \Rightarrow P_{R_1} = I_{R_1R_2}^2 * R_1 = 2.5mW < 0.25W$$

$$\Rightarrow P_{R_2} = I_{R_1R_2}^2 * R_2 = 9.12mW < 0.25W \quad (7.8)$$

Para la elección del amplificador operacional se seleccionó el OPA 197 de marca Texas, el cual posee la característica de ser rail to rail. Esta cualidad hace que los límites de excursión de salida del amplificador se correspondan con los límites de alimentación del elemento. La alimentación de este operacional es de 12V en el caso positivo y de 0V en el caso negativo. El amplificador, además, posee alta ganancia y una baja corriente de entrada.

Una vez que la tensión de salida supera la tensión del zener, el amplificador operacional carga al capacitor C_1 . El voltaje sobre este capacitor activa la compuerta del transistor permitiendo la conducción de corriente entre drain y source.

Se coloca un resistor para limitar el pico de potencia cuando se comienza a cargar el capacitor C_1 . El resistor seleccionado es de marca Bourns, su valor es $R_4 = 100\Omega \pm 5\%$, su $P_o = 0.5W$ y es resistente a pulsos de potencia.

A continuación, en la **Figura 7.14**, se muestra la onda de tensión en el capacitor C_1 y la onda de corriente sobre T_2 .

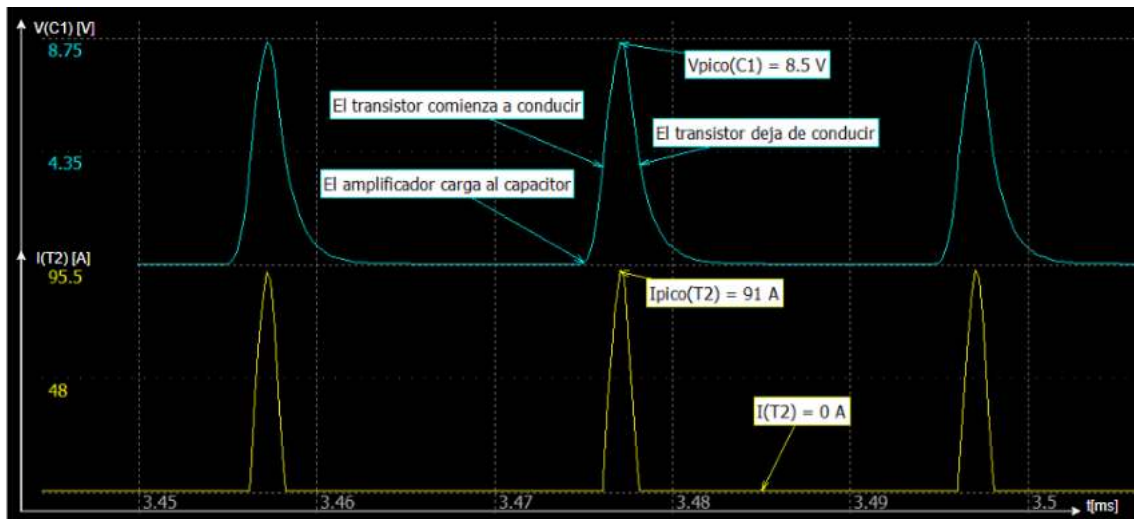


Figura 7.14- Onda de tensión sobre C_1 y onda de corriente sobre T_2 .

Cuando la tensión de salida supera la tensión programada, el amplificador operacional comienza a cargar al capacitor C_1 , y cuando éste supera la tensión V_{GS} de activación de T_2 , el transistor comienza a conducir. En la **Figura 7.14** se observa el valor de tensión pico V_{pico} del capacitor en el circuito. Con este resultado ya se puede seleccionar el capacitor para la implementación. El elemento elegido es un capacitor de tipo cerámico de marca Murata con las siguientes especificaciones:

- $C(V_{pico} = 8.5V) = 10nF \pm 10\%$
- $R_{esr} = 1.3 \Omega$

Por último queda la elección del transistor T_2 . En la **Figura 7.14** podemos observar la corriente pico I_{pico} y la corriente promedio I_o que circula por T_2 , la corriente promedio es $\bar{I}_o = 5 A$. La tensión máxima que se presenta entre gate y source del transistor es definida por la salida de voltaje del OPA 197, que en este caso, es de $12V$. La máxima tensión de salida $V_{C_{omax}}$ define el límite superior de tensión entredrain y source V_{ds} del MOSFET.

Se seleccionó el transistor MOSFET de tipo N de marca ON semiconductor con las siguientes especificaciones:

- $V_{ds_{max}} = 200V$
- $V_{gs_{min}} = 4V$
- $V_{gs_{max}} = 30V$
- $I_o = 39A$
- $I_{pico} = 156A$
- $R_{ds} = 13m\Omega$

7.2.4 Protector de baja tensión de salida

Las caídas en la tensión de salida pueden ocurrir por dos motivos, una variación en la carga de salida del sistema o un dip en la entrada. Las caídas en la tensión de entrada o dips son eventos en los que se produce una reducción de más de 10% en la tensión nominal del equipo durante un período de 0.5 ciclo a 1 min. Estas reducciones pueden dañar los sistemas eléctricos, por este motivo se diseña el protector de baja tensión que se muestra en la **Figura 7.15**.

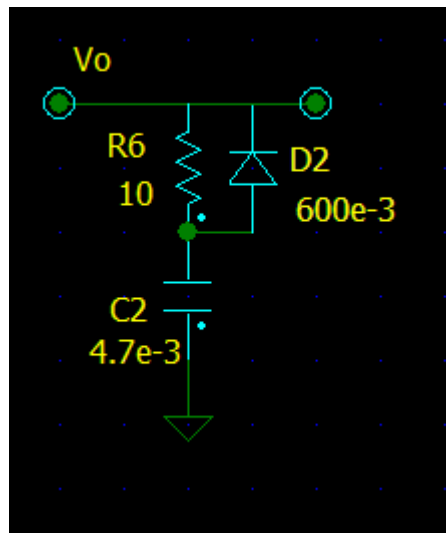


Figura 7.15- Protector de dip.

El sistema funciona normalmente hasta que por algunos de los dos motivos mencionados anteriormente, la tensión de salida V_o cae por debajo de la tensión del capacitor C_2 . En ese instante, el diodo D_2 comienza a conducir y la tensión de salida es mantenida por la carga almacenada en C_2 . El capacitor C_2 se adiciona para proveer un reservorio de energía para transitorios de corriente de carga.

El resistor R_6 se utiliza para reducir el pico de potencia que sucede cuando se comienza a cargar el capacitor C_2 al inicio del sistema. Este resistor debe ser capaz de soportar pulsos de potencia. El diodo D_2 debe soportar una tensión inversa mayor a la tensión máxima de salida y el capacitor C_2 debe ser capaz de soportar la tensión de salida V_o y la corriente de ripple impuesta por el sistema.

El resistor elegido es de marca TE, soporta pulsos de potencia, su valor es $R_6 = 10\Omega \pm 5\%$ y su $P_{max} = 0.5W$. El tipo de capacitor elegido es de tipo electrolítico de UnitedChemicon y tiene las siguientes especificaciones:

- $C_2 = 4700\mu F \pm 20\%$
- $V_{max} = 50V$
- $I_{ripple} = 4.22A$

Se muestra en la **Figura 7.16** la corriente de ripple del capacitor.

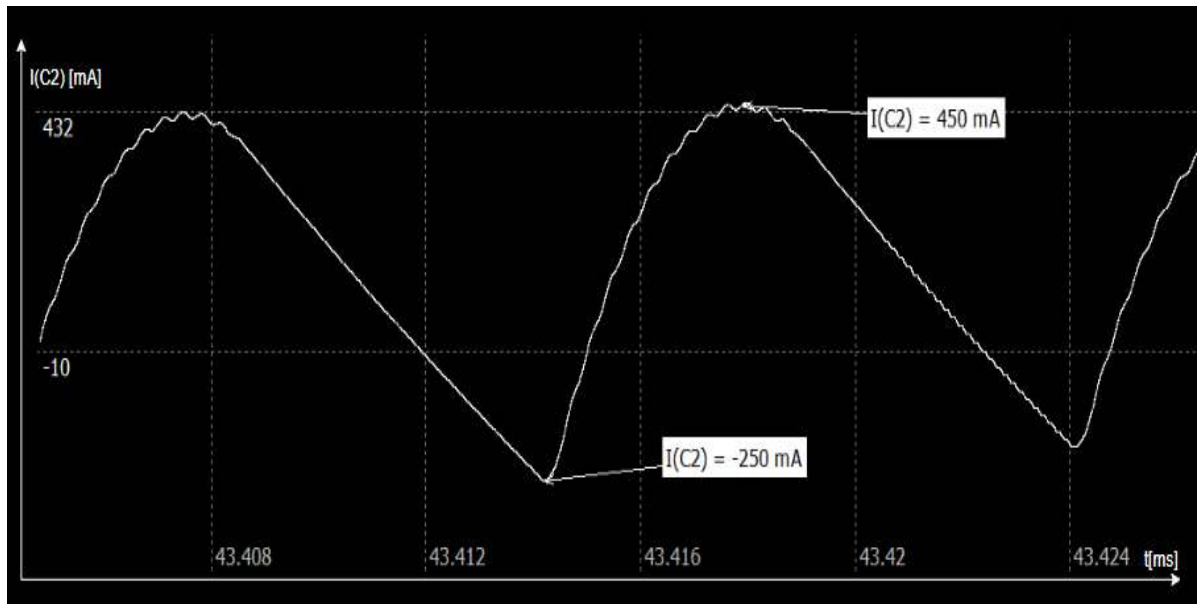


Figura 7.16- Forma de onda de la corriente I_{C_2} .

La potencia promedio que soporta el resistor es $\overline{P_{R_5}} = 0.3 \text{ W}$. Las especificaciones de los elementos seleccionados para la implementación satisfacen las exigencias impuestas por el circuito.

7.3 Bloque restador

Este bloque, mostrado en la **Figura 7.17**, es el encargado de comparar la tensión V_o realimentada con la tensión de referencia V_{ref} para luego, en los siguientes bloques, aplicar una acción que reduzca su diferencia. La referencia llamada V_{ref} es impuesta en este proyecto por un dispositivo PMIC de marca AnalogDevices, de valor $5V \pm 0.2\%$. La precisión de este elemento es clave, ya que la referencia indica el valor que debe tener V_o para que el sistema no tenga error.

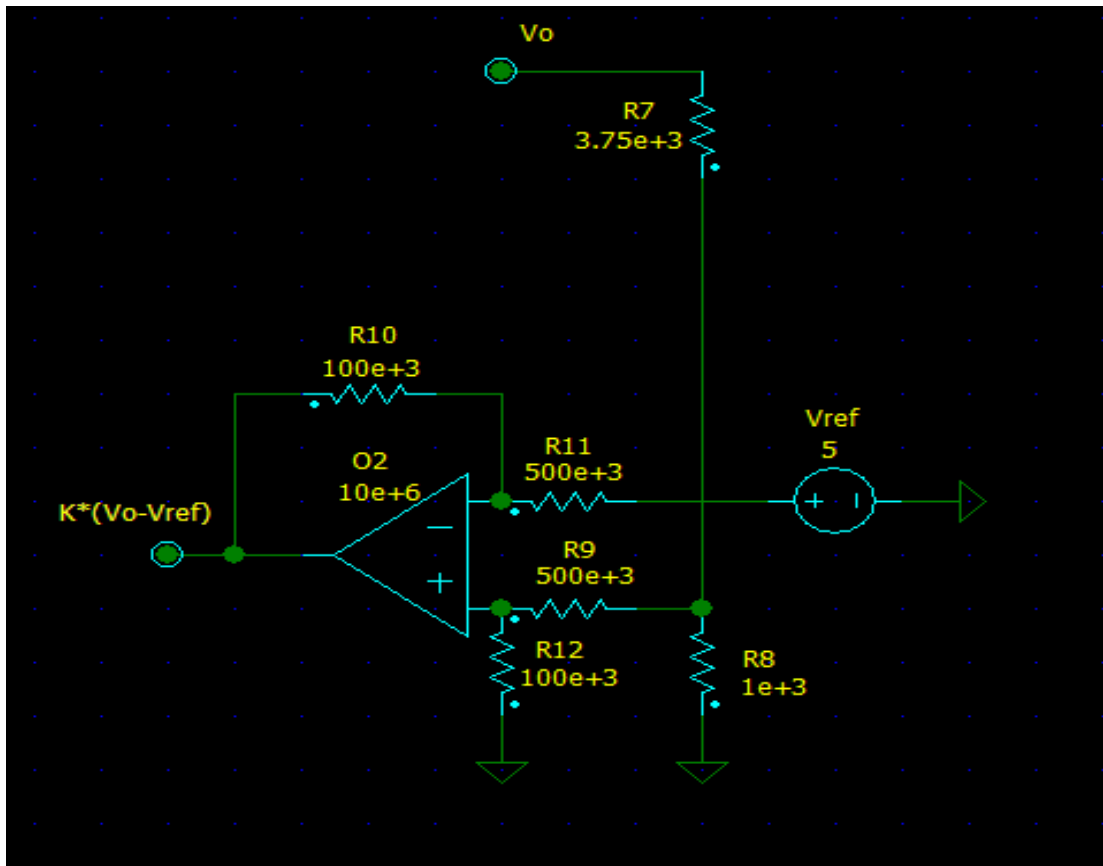


Figura 7.17- Bloque restador.

El valor de tensión de salida V_o sin error es $24V$, como $V_{ref} = 5V$ se debe aplicar a la salida del convertidor un circuito reductor de tensión el cual se logra con un divisor resistivo. Los resistores deben ser lo más precisos posibles para darle mayor precisión al sistema. Si se asume el valor de uno de los resistores del divisor $R_8 = 1k\Omega$, el valor del otro resistor se calcula con la siguiente ecuación:

$$V_{ref} = \frac{V_o * R_8}{R_7 + R_8} \quad (7.9) \Rightarrow R_7 = 3.75k\Omega$$

Los resistores elegidos son de marca Yageo, tienen una precisión de $\pm 1\%$ y $P_{max} = 0.25W$.

En la **Figura 7.18** se comprueba que los resistores en el circuito no superan la P_{max} indicada por el fabricante.

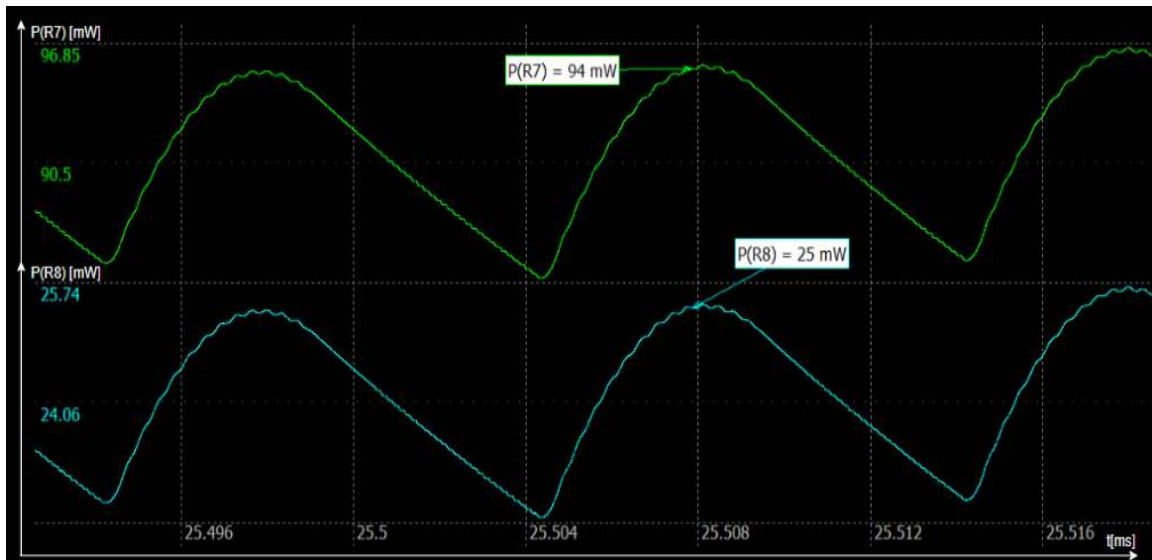


Figura 7.18- Forma de onda de potencia de los resistores R_7 y R_8 .

Luego del paso de V_o por el divisor de resistores, la tensión resultante ingresa a la entrada no inversora del amplificador operacional. Por la entrada inversora del amplificador ingresa la tensión de referencia. El amplificador operacional O_2 funciona como restador de las tensiones que ingresan en sus dos entradas. Esto se realiza con la topología mostrada en la anterior **Figura 7.18** y logrando que los valores de los resistores sean $R_9 = R_{11}$ y $R_{10} = R_{12}$. La ganancia final de este bloque está dada por la siguiente ecuación:

$$G_{res} = \frac{(V_o * (\frac{R_8}{R_7 + R_8}) - V_{ref}) * R_{11}}{R_{12}} \quad (7.9)$$

Los valores de los resistores R_9, R_{10}, R_{11} y R_{12} fueron elegidos de acuerdo a la ganancia requerida de la función transferencia del sistema, como se explica al final del capítulo. Los elementos seleccionados para la implementación del circuito fueron cuatro resistores de marca Vishay con las siguientes especificaciones:

- $R_9 = R_{11} = 511k\Omega \pm 1\%$ y $P_{max} = 0.25W$.
- $R_{10} = R_{12} = 100k\Omega \pm 1\%$ y $P_{max} = 0.25W$.

El amplificador operacional seleccionado es el mismo que el elegido en el protector de sobretensión pero, en este caso, se opta por un integrado que posee dos operacionales ya que en el bloque de compensación se va requerir el mismo tipo de amplificador. Con esta elección se logra disminuir el espacio de la placa utilizado y permite unificar su alimentación. El integrado a implementar es el OPA 2197. La preferencia por este operacional se debe a la alta ganancia y las bajas corrientes de entrada que posee.

7.4 Bloque de compensación

El bloque de compensación, **Figura 7.19**, se utiliza para satisfacer las especificaciones impuestas para la función transferencia de la fuente. Le aporta un polo en el origen, un cero y una ganancia a la función. Esta etapa entrega una tensión en la salida V_{int} que depende de la diferencia entre la tensión de salida V_o y la referencia V_{ref} .

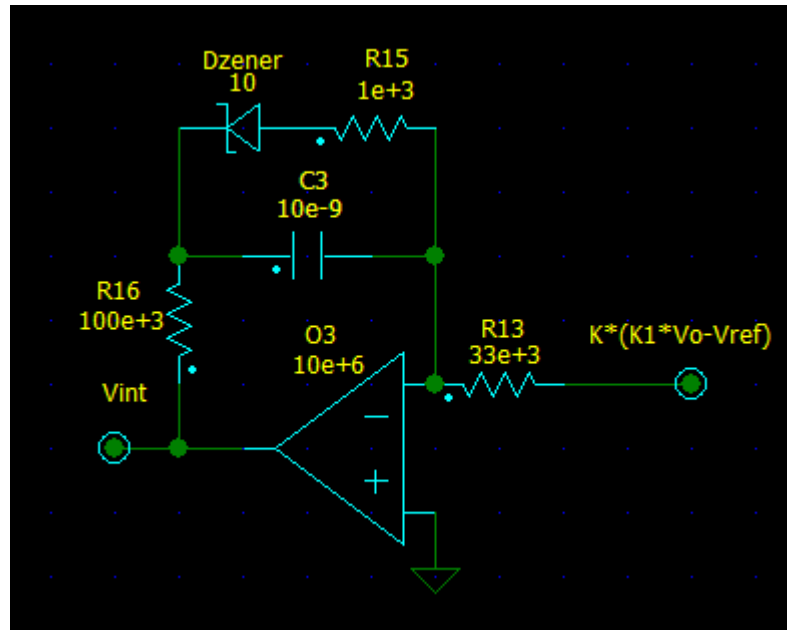


Figura 7.19- Bloque de compensación.

La función transferencia del bloque de compensación es la siguiente:

$$G_{comp} = \frac{(1 + s * C_3 * R_{16})}{s * C_3 * R_{13}} \quad (7.10)$$

El amplificador utilizado es el OPA 2197, como fue explicado en la página anterior. La gran ganancia que posee y el alto slewrate fueron las características que definieron su elección. El slewrate es el límite máximo posible de cambio de tensión de salida en un determinado tiempo, independientemente del tipo de entrada. Esto limita la respuesta dinámica del sistema haciendo más lenta su reacción ante cambios en V_o , por este motivo se debe seleccionar un operacional con alto valor de slewrate.

El polo en el origen es aportado por el capacitor C_3 , este elemento le otorga al sistema la capacidad de tener error nulo en régimen permanente ante variaciones en forma de escalón en la referencia. El aspecto clave a evaluar antes de la elección del componente para su implementación es la tensión que debe soportar entre sus bornes. Como el amplificador posee la característica de ser rail to rail, su tensión de salida no supera la tensión de alimentación del amplificador. El operacional es alimentado en su parte positiva con 12V y en su parte negativa a $-12V$. Por lo tanto la máxima tensión que debe soportar es $V_{C_{3max}} = 12V$. El componente elegido es un capacitor cerámico Murata de valor $C_3 = 12nF \pm 1\%$ y $V_{C_{3max}} = 50V$.

El cero es producido por el resistor R_{16} y el capacitor C_3 anteriormente mencionado. La ganancia de este bloque es impuesta por el valor del capacitor C_3 y el resistor R_{13} . A continuación, en la **Figura 7.20**, se simula la onda de potencia sobre los resistores R_{16} y R_{13} .

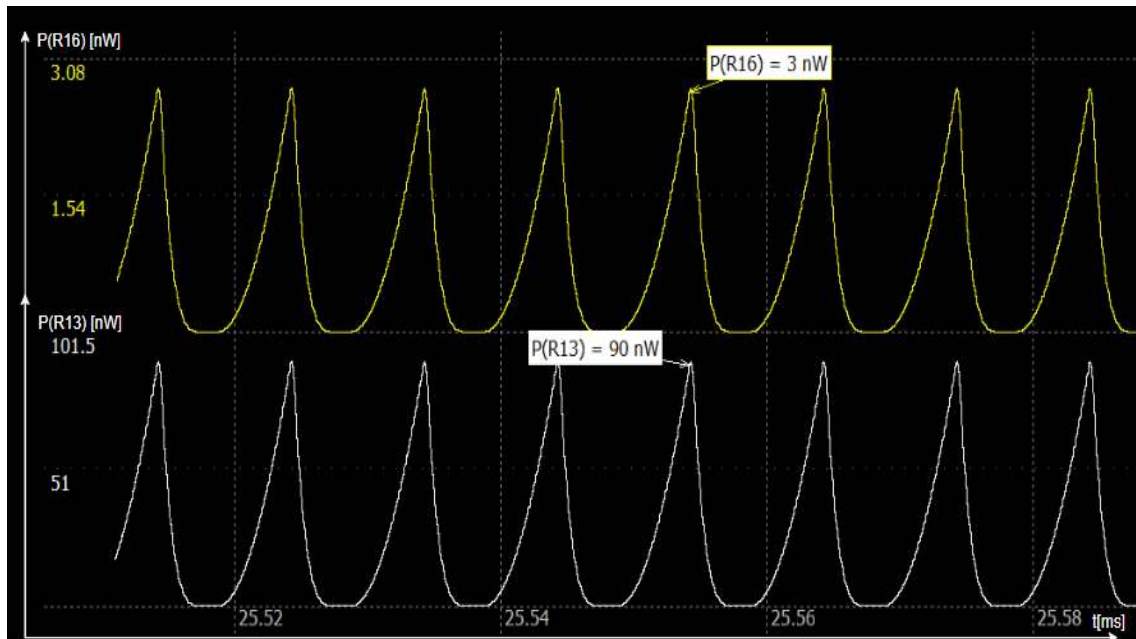


Figura 7.20- Onda de potencia sobre el resistor R_{16} y R_{13} .

Por lo observado en la anterior **Figura 7.20**, el nivel de potencia soportado por los resistores no es un factor determinante en la elección. El resistor R_{13} seleccionado es de marca Yageo, su valor es de $33k\Omega \pm 1\%$ y su $P_{max} = 0.25W$. En el caso de R_{16} se optó por un resistor de marca Stackpole, de valor $1k\Omega \pm 1\%$ y de $P_{max} = 0.25W$.

Este bloque presenta una compensación anti wind-up que mejora el tiempo de inicio del sistema, está dada por el diodo D_{zener} y el resistor R_{15} . Esta compensación restringe la acción del controlador ya que limita la tensión de salida del amplificador a la tensión impuesta por D_{zener} . El valor de tensión del diodo zener $V_Z = 10V$ surge de una relación de compromiso entre la mejora en el tiempo de inicio del sistema y la limitación de la acción de control. El resistor R_{15} se coloca para limitar la potencia que debe soportar el zener en el circuito.

El diodo elegido es de ON semiconductor de valor $V_Z = 10V \pm 2\%$ y $P_{max} = 0.25 W$. El resistor elegido es de marca Yageo y su valor es $R_{15} = 666\Omega \pm 1\%$ y $P_{max} = 0.25 W$.

7.5 Bloque comparador PWM

Este bloque, **Figura 7.21**, es el encargado de otorgar dos etapas de aislación al circuito que forma la realimentación con el controlador, mediante el uso de dos optoacopladores.

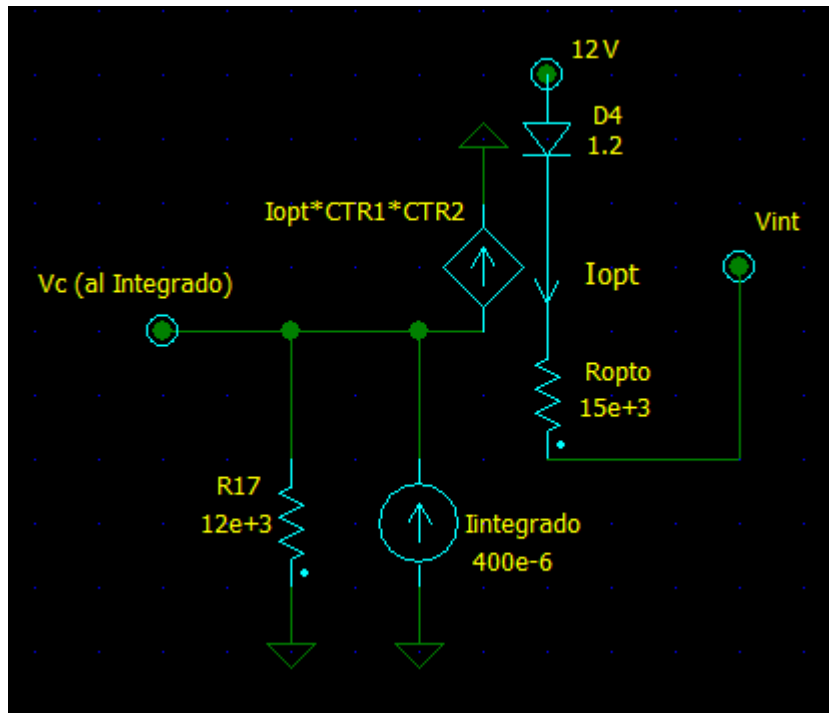


Figura 7.21- Bloque comparador PWM.

En la simulación de este bloque solo se coloca un optoacoplador con la ganancia de ambos para simplificar el circuito, pero el comportamiento es el mismo que si se colocaran los dos. La corriente que atraviesa el diodo fotoemisor D_4 del optoacoplador depende de la tensión V_{int} que otorgue el bloque de compensación. La ecuación que lo rige es la siguiente:

$$I_{opt} = \frac{(12 - V_{int})}{R_{opto}} \quad (7.11)$$

Dicha corriente es afectada por la ganancia del primer optoacoplador que llamamos CTR_1 .

$$I_{opt_1} = I_{opt} * CTR_1 \quad (7.12)$$

El diodo fotoemisor del segundo elemento óptico se coloca en serie con el colector del transistor fotorreceptor del primer optoacoplador. Por lo tanto, la corriente en el colector del segundo elemento óptico se ve afectada por las ganancias de ambos optoacopladores. La corriente I_{opt_2} está dada en la siguiente ecuación:

$$I_{opt_2} = I_{opt_1} * CTR_2 \quad (7.13)$$

La corriente I_{opt_2} y la corriente I_{int} provista por el integrado L6566B conducen por la carga R_{17} generando una tensión V_c que ingresa al integrado.

La transferencia de este bloque es la siguiente:

$$G_{cPWM}(s) = \frac{CTR_1 * CTR_2 * R_{17}}{R_{opt}} \quad (7.14)$$

La ganancia de los optoacopladores no es fija, sino que varía en función del nivel de corriente en su diodo emisor. Por requerimientos de diseño de la fuente, se exige que la corriente $I_{opt_2} < 200\mu A$. Los optoacopladores elegidos para la implementación del circuito son elementos de marca Vishay. La razón principal de la elección de este tipo de optoacopladores es la ganancia lineal que posee en torno a los valores de corriente que se presentan en el fotodiodo del circuito. La ganancia de los dos optoacopladores en serie varía de $0.3 < CTR < 1$.

El resistor R_{opt} se coloca para reducir el pico de potencia sobre el optoacoplador y para poder tener un grado de libertad en la elección del valor de corriente que conduce por el diodo emisor. El elemento elegido es un potenciómetro de marca Bourns, valor $R_{opt} = 20k\Omega \pm 1\%$ y $P_{max} = 0.2W$. Se utiliza un resistor variable para poder ajustar la corriente ante las variaciones de los CTR de los optoacopladores.

El resistor R_{17} junto a las corrientes I_{int} y I_{opt_2} definen la tensión de entrada V_c al integrado. Esta tensión tiene un rango de variación, dentro del cual se asegura su correcto funcionamiento. Por diseño se elige el valor del resistor R_{17} como el que permita que la tensión de entrada V_c sea la máxima soportada por el integrado cuando no exista corriente por I_{opt_2} . Este valor es $R_{17} = 12k\Omega \pm 1\%$, la marca elegida es Koa y $P_{max} = 0.25W$.

7.6 Funcionamiento general del sistema

En la **Figura 7.22** se presenta el circuito sin el bloque de rectificación y filtrado. Este circuito se divide en cuatro grandes bloques, el convertidor Flyback, el bloque restador, el compensador y el comparador PWM.

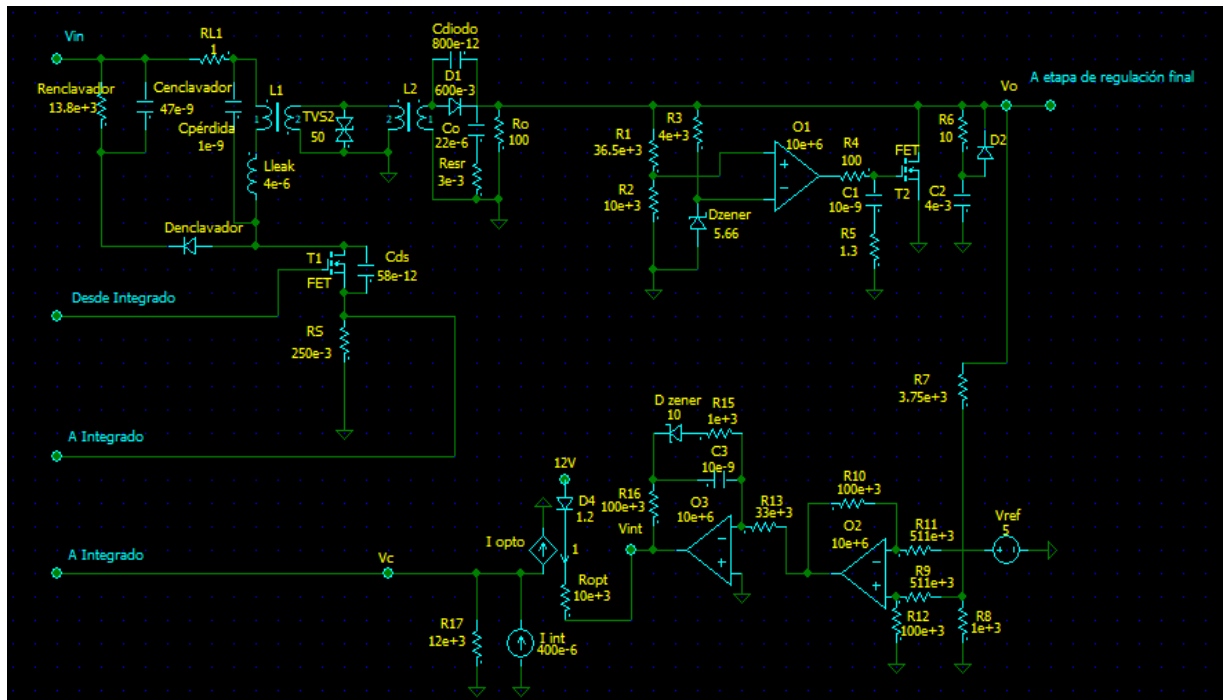


Figura 7.22- Circuito de simulación.

En la **Figura 7.23** se presenta la simulación del funcionamiento general del sistema ante variaciones de carga de salida. Se observa la reacción de la onda de salida del bloque compensador V_{int} y de la onda de tensión V_c de salida del bloque comparador PWM ante variaciones en la salida del convertidor V_o .

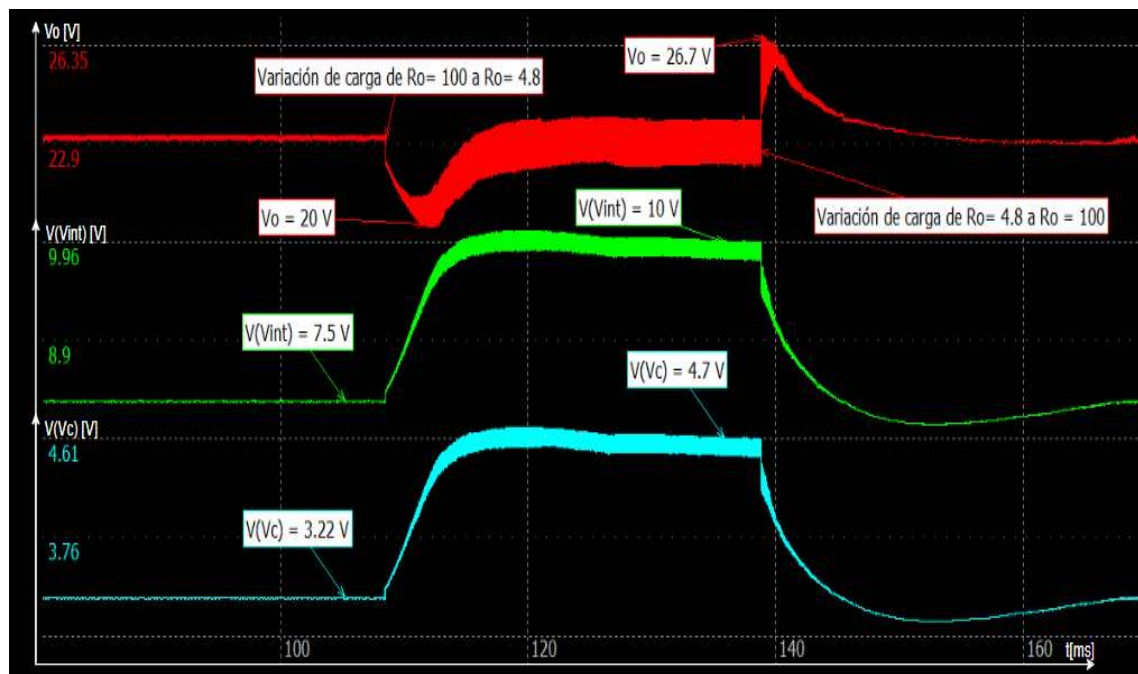


Figura 7.23- Forma de onda de V_o , V_{int} y V_c .

El sistema se muestra en régimen estacionario hasta que se produce una disminución en la carga de salida R_o . Esta variación provoca una reducción de V_o . El bloque compensador reacciona a esa disminución aumentando su salida. Al aumentar V_{int} la corriente entregada

por el optoacoplador disminuye. La reducción de esta corriente incrementa la tensión V_c forzando un mayor ciclo de trabajo. Este ciclo de trabajo, a su vez, aumenta la salida V_o para que recupere los valores anteriores a la perturbación. Lo mismo sucede, inversamente, en el caso de que suceda un aumento en la carga de salida R_o .

Capítulo 8

Disipadores de calor

La temperatura interna excesiva en todos los componentes electrónicos de potencia es crítica, especialmente en el caso de los dispositivos semiconductores de potencia. Por esto, es necesario comprender cómo el calor es transferido para poder diseñar o dar las especificaciones necesarias a la hora de seleccionar un disipador de calor. Un mal diseño de éstos conllevará a un equipo mucho menos confiable de lo pretendido.

Existen 3 fenómenos de transferencia de calor:

1. Transferencia de calor por **conducción**.
2. Transferencia de calor por **convección**.
3. Transferencia de calor por **radiación**.

A pesar de que estos fenómenos coexisten, la transferencia de calor por conducción es mayor que la de convección y radiación, por lo cual estos últimos dos pueden ser despreciados.

8.1 MOSFET N-CH utilizado como llave

Se analizan las pérdidas debidas al estado ON, estado OFF y por conmutación. La suma de todas ellas da la pérdida de potencia total.

8.1.1 Potencia en estado ON

Para tomar un margen de seguridad se adopta una corriente pico de drain de 4A, del datasheet del fabricante se extrae que la resistencia drain-source en estado ON es de 100mΩ y un ciclo de trabajo máximo de 0.5. Por lo tanto si siempre estuviera conduciendo:

$$P_{on} = (I_{rms})^2 * R_{ds_{on}} = \left(I_{pico} * \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \right)^2 * R_{ds_{on}} = \left(4A * \sqrt{\frac{0.5}{3}} \right)^2 * 100m\Omega = 0.27W \quad (8.1)$$

8.1.2 Potencia en estado OFF

De la simulación se extrajo que la tensión máxima que debe soportar dicho componente es de $V_{ce_{max}} = 1000V$ y de su datasheet, que la corriente de fuga cuando está apagado es de 100μA. Supongamos un peor caso en el que esta llave siempre permanece cerrada, entonces:

$$P_{off} = V_{ce_{max}} * I_{fuga} = 1000V * 100\mu A = 0.1W \quad (8.2)$$

8.1.3 Potencia en conmutación

Se extrajo de la simulación la potencia de conmutación media $P_{comm} = 1.2W$.

Por lo tanto

$$P_{total} = P_{on} + P_{off} + P_{comm} = 0.1W + 0.27W + 1.2W = 1.47W \quad (8.3)$$

Luego se prosigue a calcular la resistencia disipador-ambiente necesaria. Para ello se deben adoptar ciertos valores basados en un margen de seguridad:

- $P_d = 4 * P_{total} = 5.88W$
- $T_j = 110^\circ C$; los dispositivos normalmente operan hasta $150^\circ C$.
- $T_a = 40^\circ C$
- $R_{\theta_{jc}} = 1.1 \frac{^\circ C}{W}$; dato extraído de datasheet.
- $R_{\theta_{cd}} = 0.5 \frac{^\circ C}{W}$; interfase que puede ser mica y grasa siliconada.

Resolviendo el sistema de ecuaciones 8.3 y con los valores adoptados se llega a:

$$R_{\theta_{da}} = 10.3 \frac{^\circ C}{W}$$

8.2 MOSFET N-CH utilizado como drenador de corriente

Dado que es un transitorio difícil de analizar y en donde las pérdidas por conmutación y en estado OFF son despreciables frente al estado ON, solo se analizará lo que ocurre en dicho estado.

Cuando la tensión de la fuente Flyback intenta superar un umbral establecido, se activa el MOSFET para drenar la corriente de exceso y mantener la tensión a un nivel fijo. Puede darse el caso de que este dispositivo deba drenar la potencia máxima que entrega la fuente que es de $91W$. Se prosigue al cálculo de la resistencia disipador-ambiente con los márgenes de seguridad adoptados:

- $P_d = 100W$
- $T_j = 110^\circ C$; los dispositivos normalmente operan hasta $150^\circ C$.
- $T_a = 40^\circ C$
- $R_{\theta_{jc}} = 0.65 \frac{^\circ C}{W}$; dato extraído de datasheet.
- $R_{\theta_{cd}} = 0.5 \frac{^\circ C}{W}$; interfase que puede ser mica y grasa siliconada.

Resolviendo el sistema de ecuaciones 8.3 y con los valores adoptados se llega a:

$$R_{\theta da} = 1.5 \frac{^{\circ}C}{W}$$

El máximo transitorio que soporta el dispositivo en estas condiciones (corriente máxima de la fuente y tensión de 27V) es de 8ms.

Para ambos MOSFET se elige el mismo disipador con una relación de compromiso entre la resistencia térmica disipador-ambiente y su costo. Analizados ambos casos, se llega al disipador de la **Figura 8.1**.



Figura 8.1- Disipador elegido.

En su curva de resistencia térmica en función del caudal de aire que fluye, se decide utilizar un cooler de alto caudal para llevar a la resistencia térmica del disipador a un valor de 3.3°C/W.

8.3 Reguladores de tensión

Las pérdidas los reguladores de tensión están definidas por la diferencia de tensión que hay entre el terminal de entrada y el de salida, multiplicados por la corriente que entrega a la salida, es decir:

$$P_d = (V_{entrada} - V_{salida}) * I_{salida} \quad (8.4)$$

En el circuito diseñado se utilizan dos reguladores de tensión para alimentar dos circuitos integrados, un 7812 y un 7912, en ambos casos su tensión de entrada es de 24V y -24V respectivamente, entregando cada uno a su salida en el peor de los casos 30mA. Por lo tanto

$$P_d = (24V - 12V) * 30mA = 0.36W ; \text{para ambos casos}$$

Se puede apreciar que la potencia disipada da un valor que precisaría una resistencia térmica disipador-ambiente muy grande, por lo que el propio dispositivo es capaz de disipar dicha potencia sin la necesidad de agregar un disipador.

Capítulo 9

PCB

Para poder montar y conectar los componentes se utilizan placas de circuitos impresos, mejor conocidos como PCB. Diversos materiales son empleados como dieléctrico para estas placas y distintos procesos de terminación son utilizados. En esta sección se mostrará todo lo que concierne al PCB para esta aplicación. Cabe destacar que para el layout se utilizó el programa *AltiumDesigner 17* y para el cálculo de la corriente por los trazos, el *PCB Toolkit V7.08*.

9.1 Material del PCB

A continuación se muestra la **Tabla 9.1** que compara algunos de los materiales utilizados como dieléctrico para realizar el PCB.

Tabla 9.1- Material del PCB.

Material	T _g	e _r	Tan(f)	DBV [V/Mil]	WA %	Uso recomendado
Standard EpoxyGlass (FR-4)	125°C	3.8-4.7	0.02	1100	0.04	Standard
Multifunctional EG (FR-4)	145°C	3.8-4.7	0.022	1050	0.14	Standard
Tetrafunctiona (FR-4)	150°C	3.8-4.7	0.022	1300	0.13	Standard
Nelco N4000-6 Hi Tg FR-4	170°C	3.8-4.6	0.012	1100	0.10	Alta Densidad
Getek (Megatron 4)	180°C	4.1	0.011	1350	1.12	Alta Densidad
BT EpoxyGlass	185°C	4.1	0.023	1400	0.20	Alta Densidad
Nelco 4000-13SI	210°C	3.3	0.009	800	0.09	Alta Densidad
Cyanate Ester	245°C	4.0	0.01	780	0.70	Alta Densidad
Rogers RO4350	280°C	3.5	0.004	1200	0.04	Alta Densidad
PolyamideGlass	285°C	3.4-4.1	0.015	450	0.43	Alta Frecuencia, Microondas y Alta Potencia
TeflonGlass	N/A	2.2	0.002	94	0.01	Alta

						Frecuencia, Microondas y Alta Potencia
--	--	--	--	--	--	--

Donde:

- e_r es la constante dieléctrica relativa y varía dependiendo el porcentaje de resina que posea la placa.
- T_g es la capacidad de mantener el calor.
- DBV es el voltaje de rotura del dieléctrico.
- $Tan(f)$ es la tangente de pérdida, una expresión de cuánto la señal se desvanece en el dieléctrico.
- WA es la constante de absorción de agua.

Por otro lado, en usos recomendados:

- Standard: placas de uso general.
- Alta Densidad: se refiere a la alta densidad de interconectado. Típicamente complejas, estas placas poseen trazos delgados, utilizan materiales de alta performance delgados y micro vías laser.
- Alta frecuencia: se refiere a la alta velocidad. Estas placas pueden ser utilizadas en un rango de 500MHz a 2GHz.
- Microonda: placas de microondas usualmente en frecuencias que van desde 1GHz hasta cientos de GHz.
- Alta potencia: se refiere a la alta corriente. Estas placas deben tener la capacidad de manejar altas corrientes las cuales usualmente requieren trazos más anchos y cobre más grueso, por otro lado, deben ser capaces de soportar y disipar efectivamente altas temperaturas.

Dado que la fuente de grado médico es diseñada para ser utilizada en ambientes de laboratorio y no manejar grandes corrientes, por una cuestión de costo se decide elegir el **Standard EpoxyGlass (FR-4)** como material dieléctrico para la placa. Cabe destacar, como dato adicional, que su CTI (comparative tracking index) índice utilizado para clasificar a los materiales aislantes en función de su resistencia superficial frente a descargas es de 175. En la **Tabla 9.2** se muestra la clasificación de los materiales según su CTI.

Tabla 9.2- Comparación de los materiales según su CTI.

Material group	Comparative tracking index (CTI)
I	$600 \leq CTI$
II	$400 \leq CTI < 600$
IIIa	$175 \leq CTI < 400$
IIIb	$100 \leq CTI < 175$

De la **Tabla 9.2** se extrae que el **Standard EpoxyGlass (FR-4)** es de **Tipo III-a.**, dato que va a ser utilizado cuando se definan los air clearance y los creepage distance.

9.2 Capas del PCB

La tecnología ha permitido crear placas multicapa que van de dos hasta dieciséis e incluso más. Esto ha mejorado las características disipativas de la placa y del circuito al poder agregar planos de disipación. También ha permitido la integración de una mayor cantidad de componentes.

Para el proyecto desarrollado se decidió utilizar una placa de dos capas. En la parte superior se colocan todos los componentes relacionados a la fuente de alimentación de grado médico, y la parte inferior se utiliza para realizar dos planos de masa. El hecho de que exista un plano debajo de los trazos de la parte superior, aumenta su capacidad de corriente, mejora la disipación y las interferencias electromagnéticas.

9.3 Capacidad de corriente de los trazos

Como se menciona al principio de esta sección, se utilizó el programa *PCB Toolkit V7.08* para calcular la capacidad de corriente que manejan las pistas. Para ello hay que ingresarle algunos parámetros tales como ancho del trazo, espesor de cobre, si posee algún plano en la capa inferior y espesor del PCB. Los parámetros ingresados fueron los del peor caso arrojando los valores de capacidad de corriente que manejan. Dichos datos se detallan en la **Tabla 9.3**.

Tabla 9.3- Ancho de trazo en función de la capacidad de corriente.

Ancho del trazo [mm]	Espesor de cobre [μm]	Posee plano	Espesor del PCB [mm]	Capacidad de corriente [A]
0.3	35	no	1.5	1.29
1	35	no	1.5	2.89
1.5	35	no	1.5	3.57
2	35	no	1.5	4.43

9.4 Air clearance and creepage distance

Para entender cada uno se los define a continuación:

- Air clearance: camino más corto por el aire entre dos partes conductoras.
- Creepage distance: distancia más corta a lo largo de la superficie del material aislante (PCB) entre dos partes conductoras.

Para poder establecer cada uno de ellos primero se debe conocer el ambiente en que se va a utilizar el dispositivo, lo que nos permite definir su grado de polución:

- Grado de polución 1: se usa para describir un micro-ambiente que está sellado para excluir el polvo y la humedad. Ejemplos de éstos son carcasas encapsuladas o selladas.
- Grado de polución 2: se usa para describir un micro-ambiente donde solo la polución no conductiva ocurre, excepto que ocasional o temporariamente ocurra causado por condensación. Ejemplos de éstos son los laboratorios, oficinas, estaciones de testeo, etc.
- Grado de polución 3: se usa para describir un micro-ambiente que está sujeto a polución conductiva, o polución no conductiva seca que puede convertirse en conductiva debido a la condensación. Equipamientos en áreas industriales o en el campo, salas de calderas o habitaciones sin calefacción son ejemplos de éstos.
- Grado de polución 4: se usa para describir un micro-ambiente donde la conductividad continua ocurre debido al polvo conductivo, lluvia u otra condición húmeda. Ejemplos de esto son equipos eléctricos utilizados a la intemperie.

Dado que la fuente de alimentación de grado médico será utilizada en un laboratorio, es clasificado como **grado de polución 2**.

Para mantener los estándares de seguridad que requiere cualquier equipo, se deben mantener las distancias reglamentarias de air clearance y creepage distance a la hora de colocar los footprints de los componentes y los trazos en el PCB. Se siguen las **Tablas 9.4, 9.5 y 9.6** establecidas por la norma IEC 60601.

Tabla 9.4- Air clearance y creepage para medios de protección del paciente.

WORKING VOLTAGE V d.c. up to and including	WORKING VOLTAGE V r.m.s. up to and including	Spacing providing one MEANS OF PATIENT PROTECTION		Spacing providing two MEANS OF PATIENT PROTECTION	
		CREEPAGE DISTANCE mm	AIR CLEARANCE mm	CREEPAGE DISTANCE mm	AIR CLEARANCE mm
17	12	1,7	0,8	3,4	1,6
43	30	2	1	4	2
85	60	2,3	1,2	4,6	2,4
177	125	3	1,6	6	3,2
354	250	4	2,5	8	5
566	400	6	3,5	12	7
707	500	8	4,5	16	9
934	660	10,5	6	21	12
1 061	750	12	6,5	24	13
1 414	1 000	16	9	32	18
1 768	1 250	20	11,4	40	22,8
2 263	1 600	25	14,3	50	28,6
2 828	2 000	32	18,3	64	36,6
3 535	2 500	40	22,9	80	45,8
4 525	3 200	50	28,6	100	57,2
5 656	4 000	63	36,0	126	72,0
7 070	5 000	80	45,7	160	91,4
8 909	6 300	100	57,1	200	114,2
11 312	8 000	125	71,4	250	142,8
14 140	10 000	160	91,4	320	182,8

Tabla 9.5- Air clearance para medios de protección del operario.

AIR CLEARANCES in mm

WORKING VOLTAGE up to and including		Transient value for SECONDARY CIRCUIT ≤ 800 V (NOMINAL MAINS VOLTAGE ≤ 150 V)				Transient value for SECONDARY CIRCUIT $\leq 1 500$ V (150 V < NOMINAL MAINS VOLTAGE ≤ 300 V)				Transient value for SECONDARY CIRCUIT $\leq 2 500$ V (300 V < NOMINAL MAINS VOLTAGE ≤ 600 V)		Circuit not subject to transient overvoltages			
Voltage V peak or V d.c.	Voltage V r.m.s. (sinusoidal)	Pollution degrees 1 and 2		Pollution degree 3		Pollution degrees 1 and 2		Pollution degree 3		Pollution degrees 1, 2 and 3		Pollution degrees 1 and 2 only			
		One MOOP	Two MOOP	One MOOP	Two MOOP	One MOOP	Two MOOP	One MOOP	Two MOOP	One MOOP	Two MOOP	One MOOP	Two MOOP		
71	50	0,7	1,4	1,3	2,6	1,0	2,0	1,3	2,6	2,0	4,0	0,4	0,8		
140	100	0,7	1,4	1,3	2,6	1,0	2,0	1,3	2,6	2,0	4,0	0,7	1,4		
210	150	0,9	1,8	1,3	2,6	1,0	2,0	1,3	2,6	2,0	4,0	0,7	1,4		
280	200	One MOOP 1,4; two MOOP 2,8								2,0	4,0	1,1	2,2		
420	300	One MOOP 1,9; two MOOP 3,8								2,0	4,0	1,4	2,8		
700	500	One MOOP 2,5; two MOOP 5,0													
840	600	One MOOP 3,2; two MOOP 5,0													
1 400	1 000	One MOOP 4,2; two MOOP 5,0													
2 800	2 000	One or two MOOP 8,4, but see 8.9.1.13													
7 000	5 000	One or two MOOP 17,5, but see 8.9.1.13													
9 800	7 000	One or two MOOP 25, but see 8.9.1.13													
14 000	10 000	One or two MOOP 37, but see 8.9.1.13													
28 000	20 000	One or two MOOP 80, but see 8.9.1.13													
42 000	30 000	One or two MOOP 130, but see 8.9.1.13													

NOTE AIR CLEARANCES are a function of peak voltage in the circuit. The r.m.s voltage column is provided for the special case where the voltage has a sinusoidal waveform.

Tabla 9.6-Creepage para medios de protección del operario.

CREEPAGE DISTANCE in mm

WORKING VOLTAGE V r.m.s or d.c.	Spacing for one MEANS OF OPERATOR PROTECTION						
	Pollution degree 1	Pollution degree 2			Pollution degree 3		
	Material group	Material group			Material group		
	I, II, IIIa, IIIb	I	II	IIIa or IIIb	I	II	IIIa or IIIb
50	Use the AIR CLEARANCE from the appropriate table	0,6	0,9	1,2	1,5	1,7	1,9
100		0,7	1,0	1,4	1,8	2,0	2,2
125		0,8	1,1	1,5	1,9	2,1	2,4
150		0,8	1,1	1,6	2,0	2,2	2,5
200		1,0	1,4	2,0	2,5	2,8	3,2
250		1,3	1,8	2,5	3,2	3,6	4,0
300		1,6	2,2	3,2	4,0	4,5	5,0
400		2,0	2,8	4,0	5,0	5,6	6,3
600		3,2	4,5	6,3	8,0	9,6	10,0
800		4,0	5,6	8,0	10,0	11,0	12,5
1 000		5,0	7,1	10,0	12,5	14,0	16,0

NOTE Minimum CREEPAGE DISTANCES for TWO MEANS OF OPERATOR PROTECTION are obtained by doubling the values in this table.

^a CREEPAGE DISTANCES within this table apply to all situations.

Luego, el PCB final se muestra en la **Figura 9.1:**

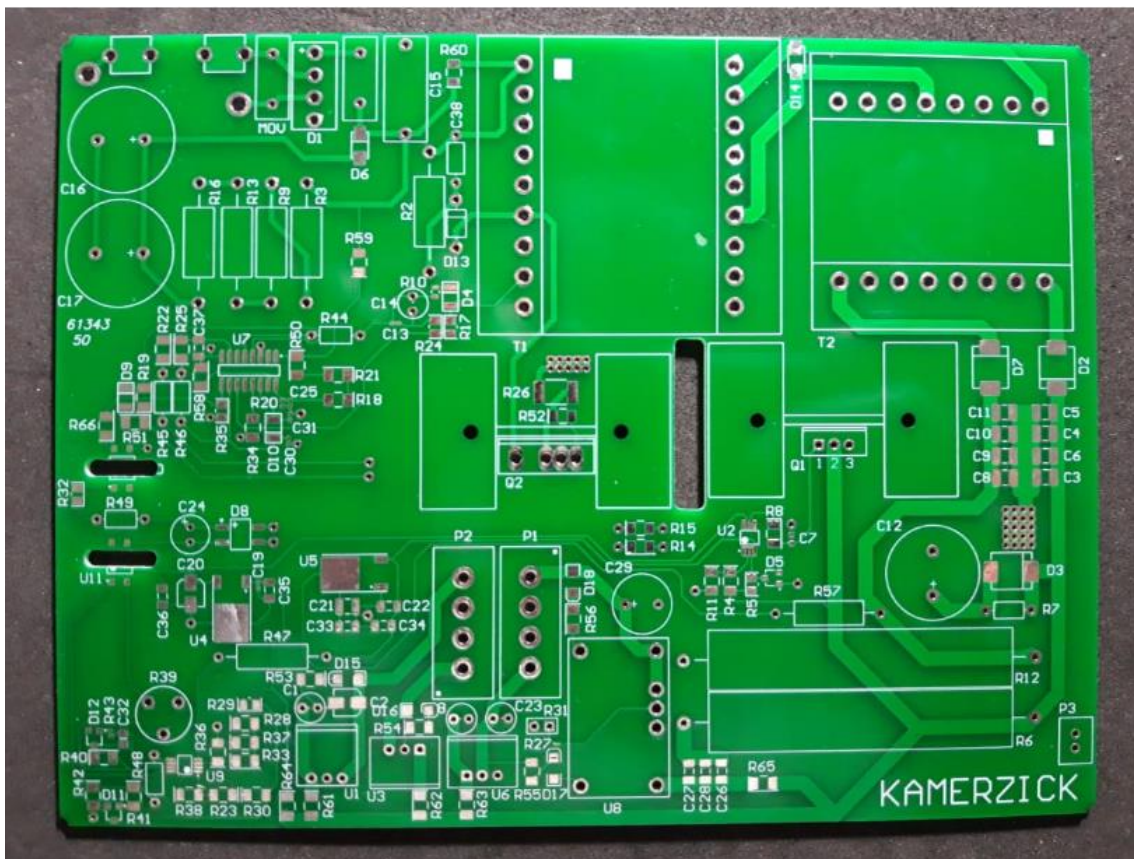


Figura 9.1- PCB.

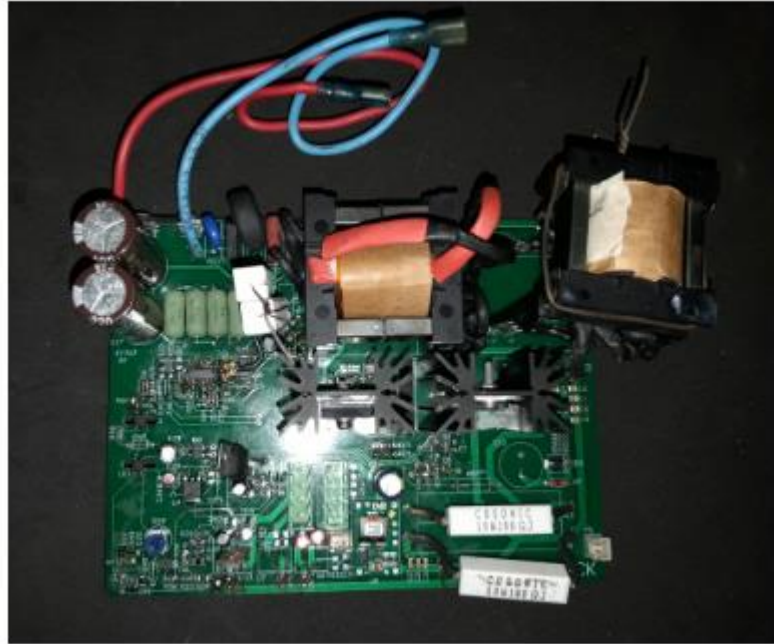


Figura 9.2- PCB con componentes.

Capítulo 10

Mediciones

10.1 Instrumentos utilizados

- Osciloscopio Tektronix TDS 210 :



Figura 10.1- Osciloscopio Tektronix TDS 210.

- Fuente DC Denko de 2 salidas 0-26V:



Figura 10.2- Fuente DC Denko de dos salidas 0-26V.

- Sonda Tektronix TPP0051 10X 300V:



Figura 10.3- Sonda Tektronix TPP0051.

- Sonda diferencial Tektronix P5200 50X/500X 130V/1300V:



Figura 10.4- Sonda diferencial Tektronix P5200.

- Transformador de aislación Daitron 500VA:



Figura 10.5- Transformador de aislación Daitron 500VA.

- Medidor de impedancia LCR Meter Agilent U1733C:



Figura 10.6- Medidor de impedancia LCR.

- Multímetro digital Graft GMF-39D



Figura 10.7- Multímetro digital Graft GMF-39D.

- Medidor de aislación HI-POT Tester:



Figura 10.8- Medidor de aislación HI-POT Tester.

10.2 Elementos magnéticos

Se utilizó el medidor de impedancia LCR para obtener los valores de inductancia primaria, secundaria y de dispersión del inductor de dos puertos y del transformador de alta frecuencia. Por otro lado se midió la aislación de los elementos magnéticos entre primario y secundario con el medidor de aislación.

10.2.1 Inductor de dos puertos

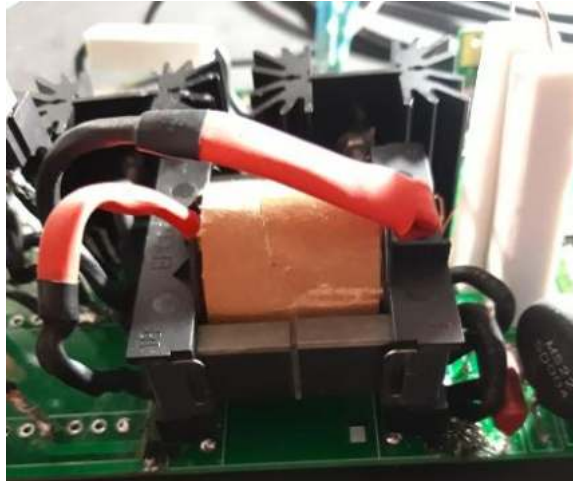


Figura 10.9- Inductor de dos puertos.

- ❖ $L_p = 656\mu H$
- ❖ $L_s = 6.3\mu H$
- ❖ $L_\sigma = 6.7\mu H$
- ❖ $V_{\text{aislación}_{DC}} = 3.5kV$

10.2.2 Transformador de alta frecuencia



Figura 10.10- Transformador de alta frecuencia.

- ❖ $L_P = 307\mu H$
- ❖ $L_S = 307\mu H$
- ❖ $L_\sigma = 0.35\mu H$
- ❖ $V_{\text{aislación}_{DC}} = 4kV$

10.2.3 Inductancia de dispersión

Según la sección 4.3, ecuación 4.44 la inductancia de dispersión total resulta ser:

$$L_{\sigma_{total}} = 41\mu H$$

10.3 Rectificación y filtro de entrada

Se utilizó el osciloscopio Tektronix con la sonda diferencial 500X y el transformador de aislación para la medición de la tensión del capacitor de filtro y la tensión de una de las resistencias de carga (2Ω) del capacitor de filtro.

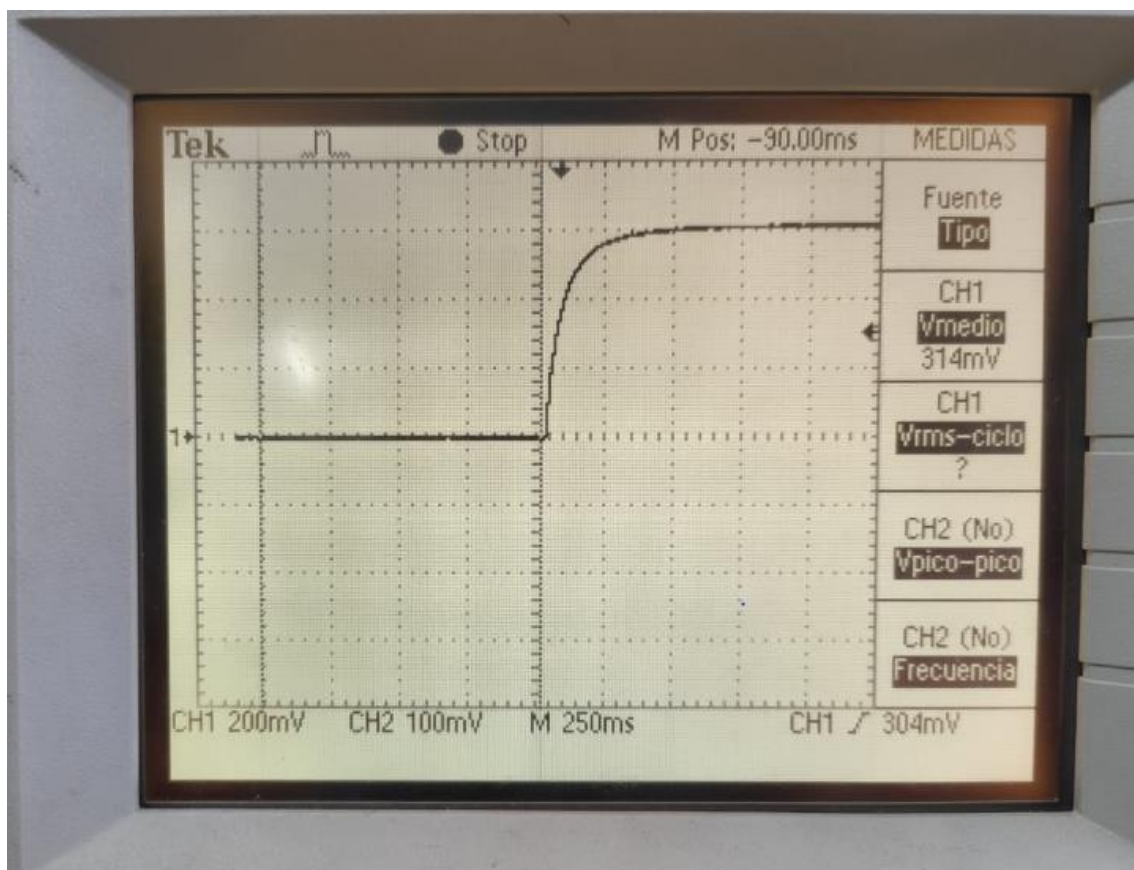


Figura 10.11- Tensión en el capacitor de filtro.

La tensión medida fue de $V_{in} = 314 V$.

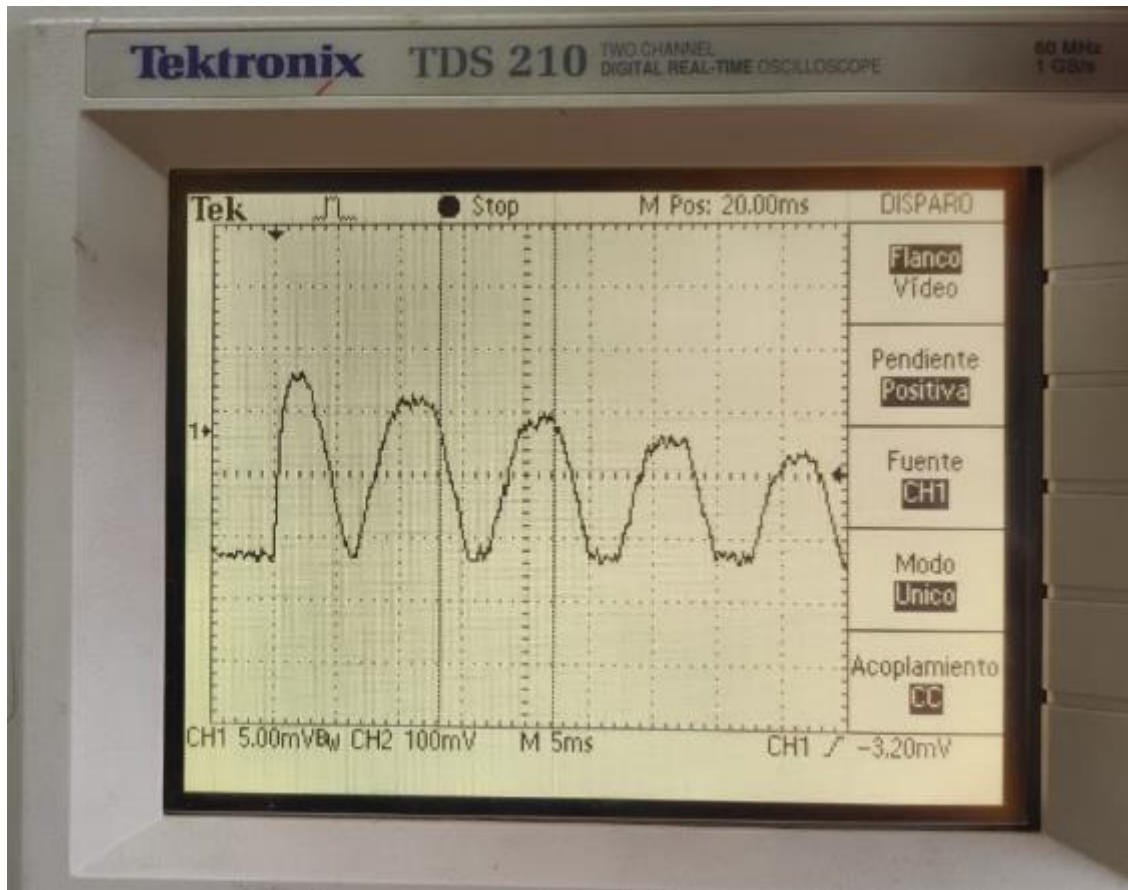


Figura 10.12- Tensión en una de las resistencias de carga.

La tensión obtenida en el primer pico fue de $V_R = 7.5 V$. Dando así una potencia pico de valor $P_{R_{pico}} = \frac{V_R^2}{R} = 28.12 W$ y una corriente pico de $I_{pico} = 3.75 A$

10.4 Convertidor DC-DC Flyback doble aislado

Para la medición de esta parte del circuito se utilizó el transformador de aislación, el osciloscopio, la fuente DC, la sonda diferencial y la sonda 10X.

10.4.1 MOSFET

10.4.1.1 Tensión drain-source

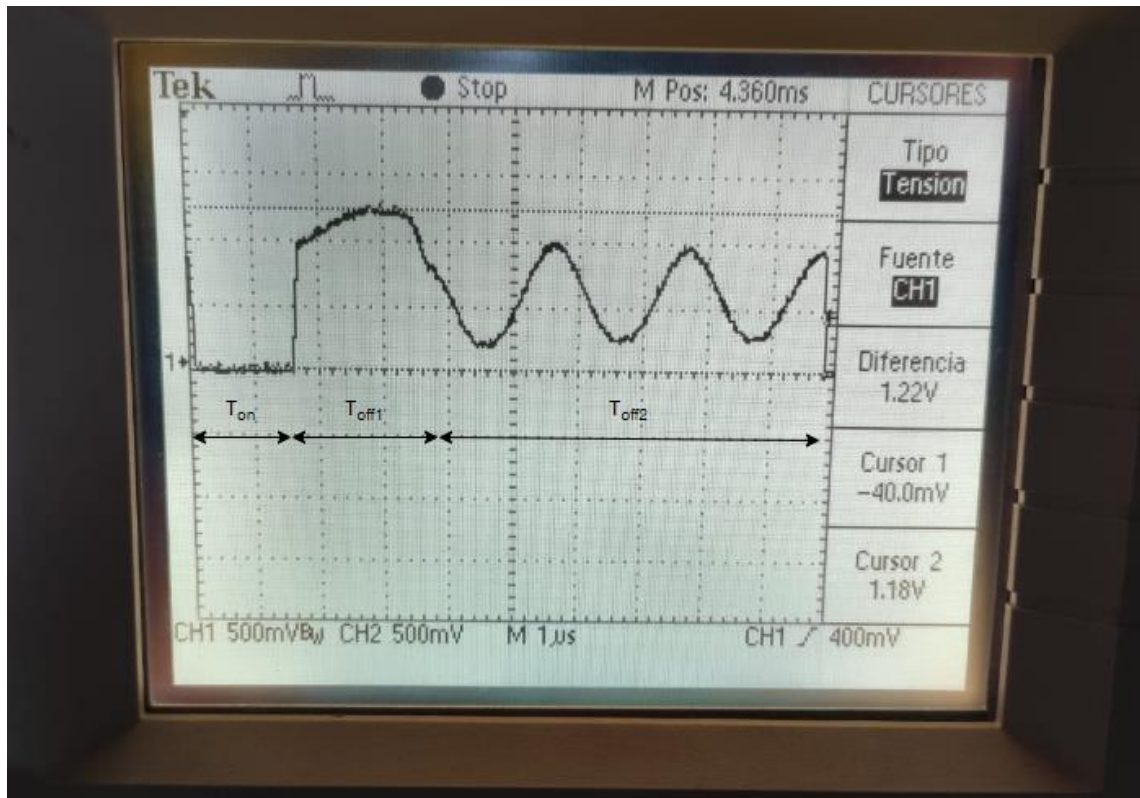


Figura 10.13- Tensión drain-source con una carga de 100Ω , punta 500X.

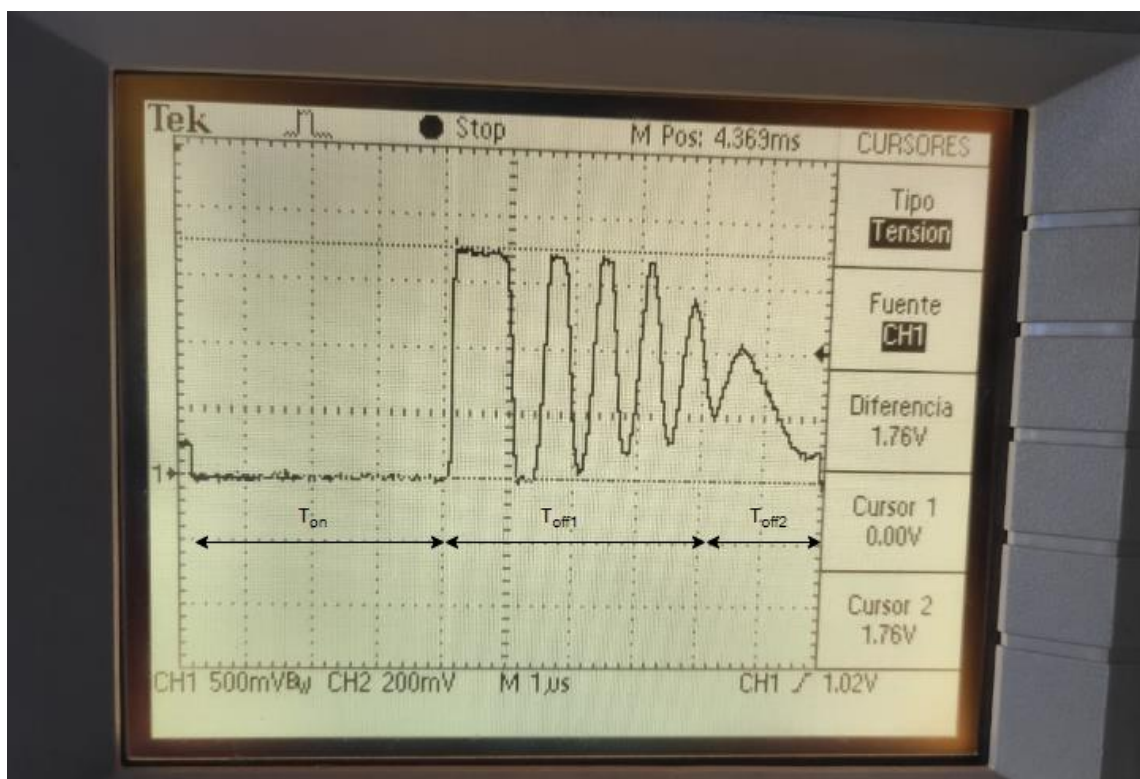


Figura 10.14- Tensión drain-source con una carga de 6.3Ω , punta 500X.

En la **Figura 10.14** se puede apreciar como el circuito enclavador limita la tensión que debe soportar el MOSFET a $V_{DS_{max}} = 910V$. Por otro lado se puede observar en la etapa T_{off_1} la oscilación entre la capacidad parásita y la inductancia de dispersión.

Por último en la **Figura 10.13** se muestra, en la etapa T_{off_2} , la oscilación entre la inductancia del primario del inductor de dos puertos y la capacidad parásita.

10.4.1.2 Ciclo de trabajo

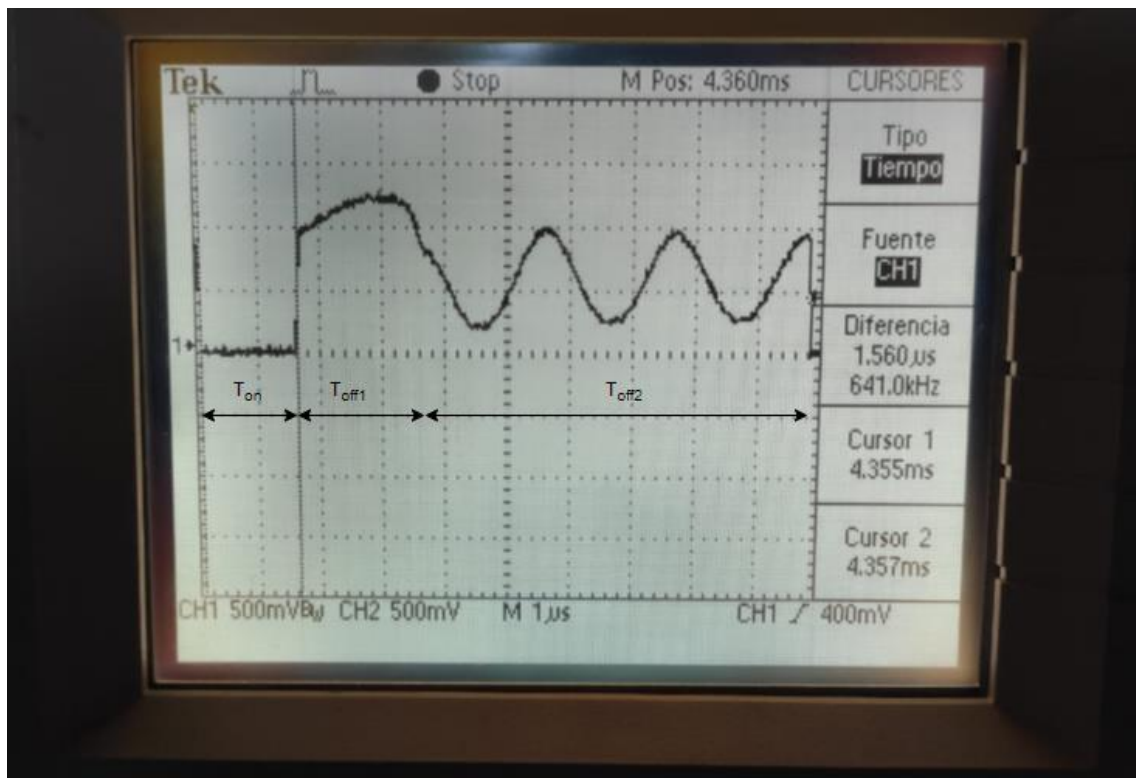


Figura 10.15- Ciclo de trabajo con una carga de 100 Ω .

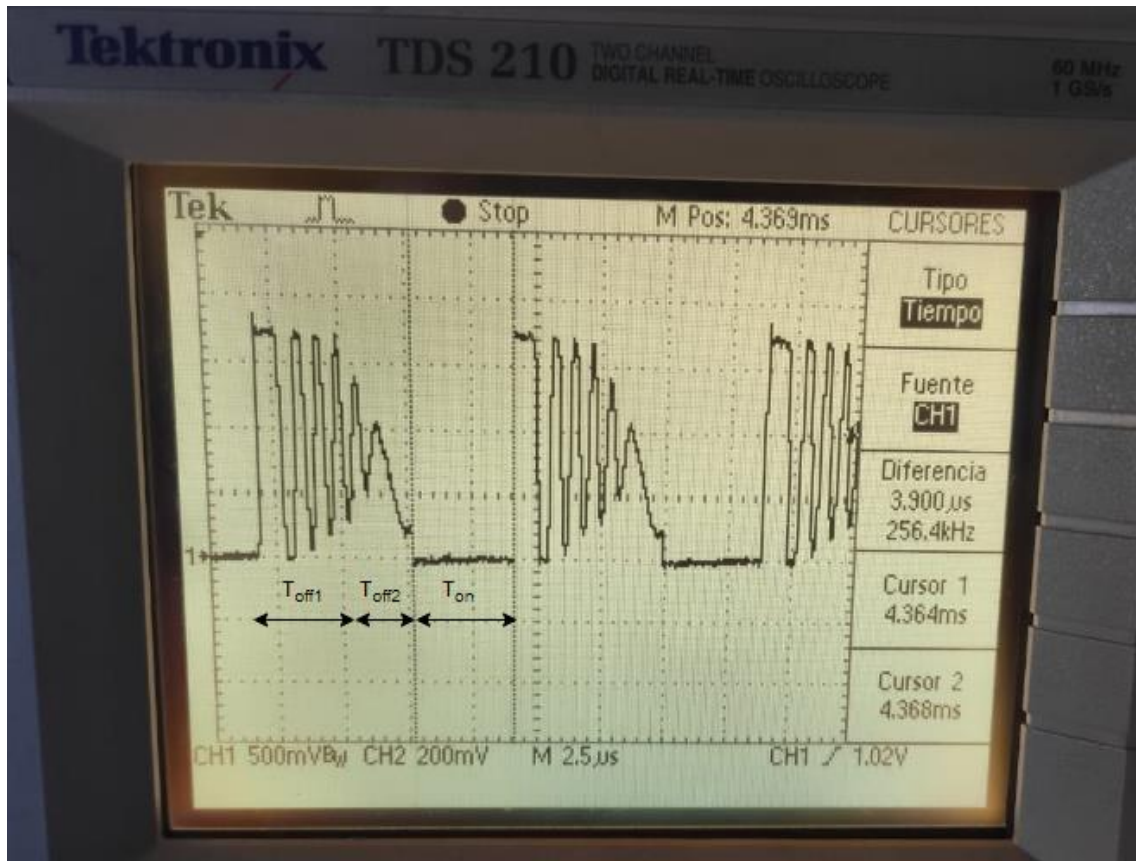


Figura 10.16- Ciclo de trabajo con una carga de 6.3Ω .

De ambas figuras se puede observar una variación del ciclo de trabajo entre $0.16 < D < 0.39$. Las oscilaciones observadas son producto de los mismos elementos que en la medición de la tensión del MOSFET.

10.4.2 Secundario del inductor de dos puertos

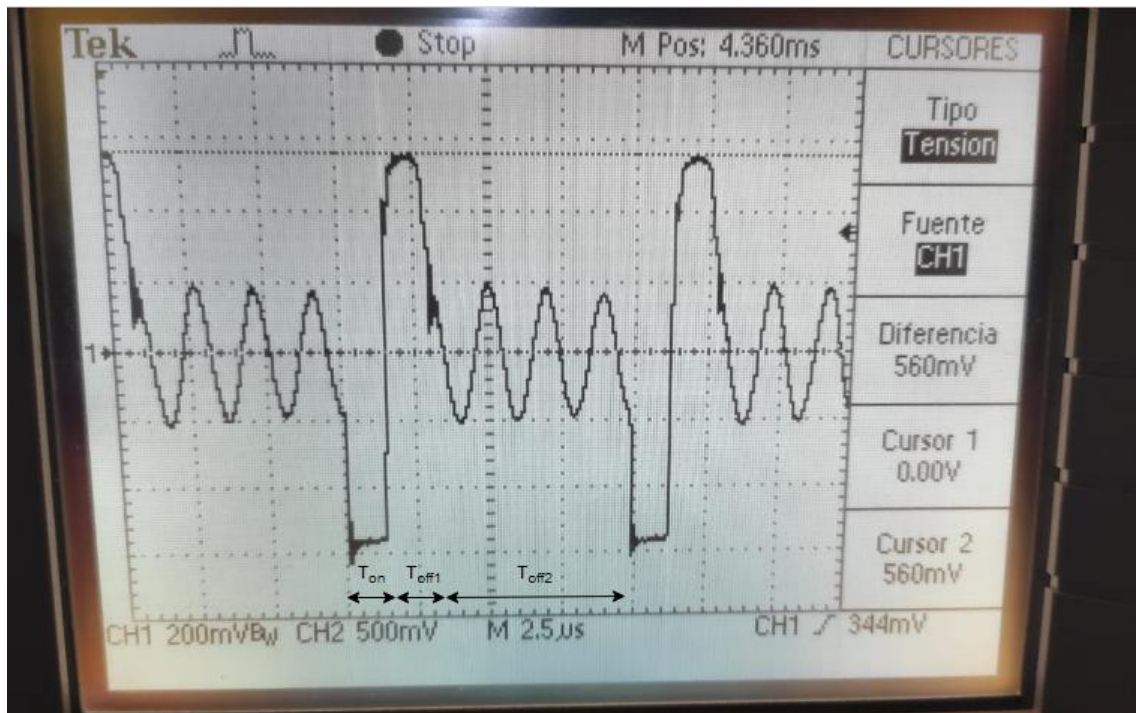


Figura 10.17- Forma de onda de tensión en el secundario del inductor de dos puertos con una carga de 100Ω , punta 50X.

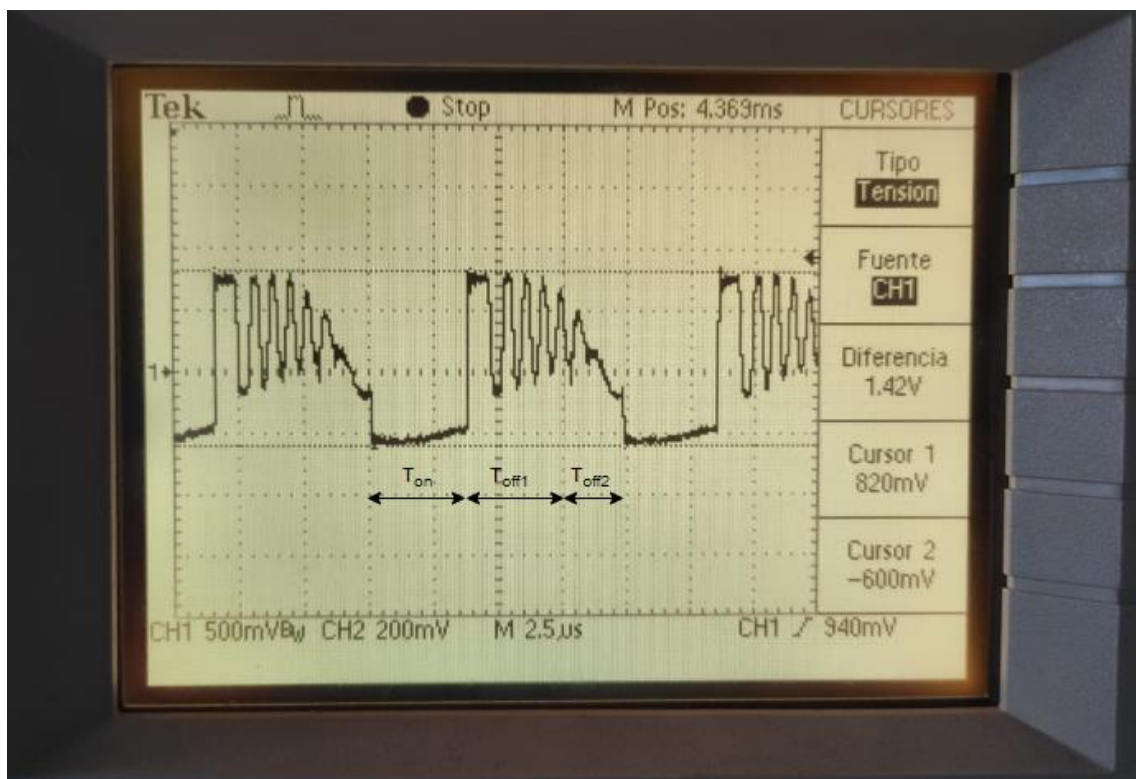


Figura 10.18- Forma de onda de tensión en el secundario del inductor de dos puertos con una carga de 6.3Ω , punta 50X.

Las oscilaciones obtenidas se deben a los mismos motivos que en la medición del MOSFET.

10.4.3 Capacitor de salida

Se diseñó un circuito auxiliar que conmutaba a una frecuencia de $f = 2.5\text{Hz}$ la carga del sistema. El ensayo fue realizado para variaciones de carga de $R = 100\Omega$ a $R = 11\Omega$.

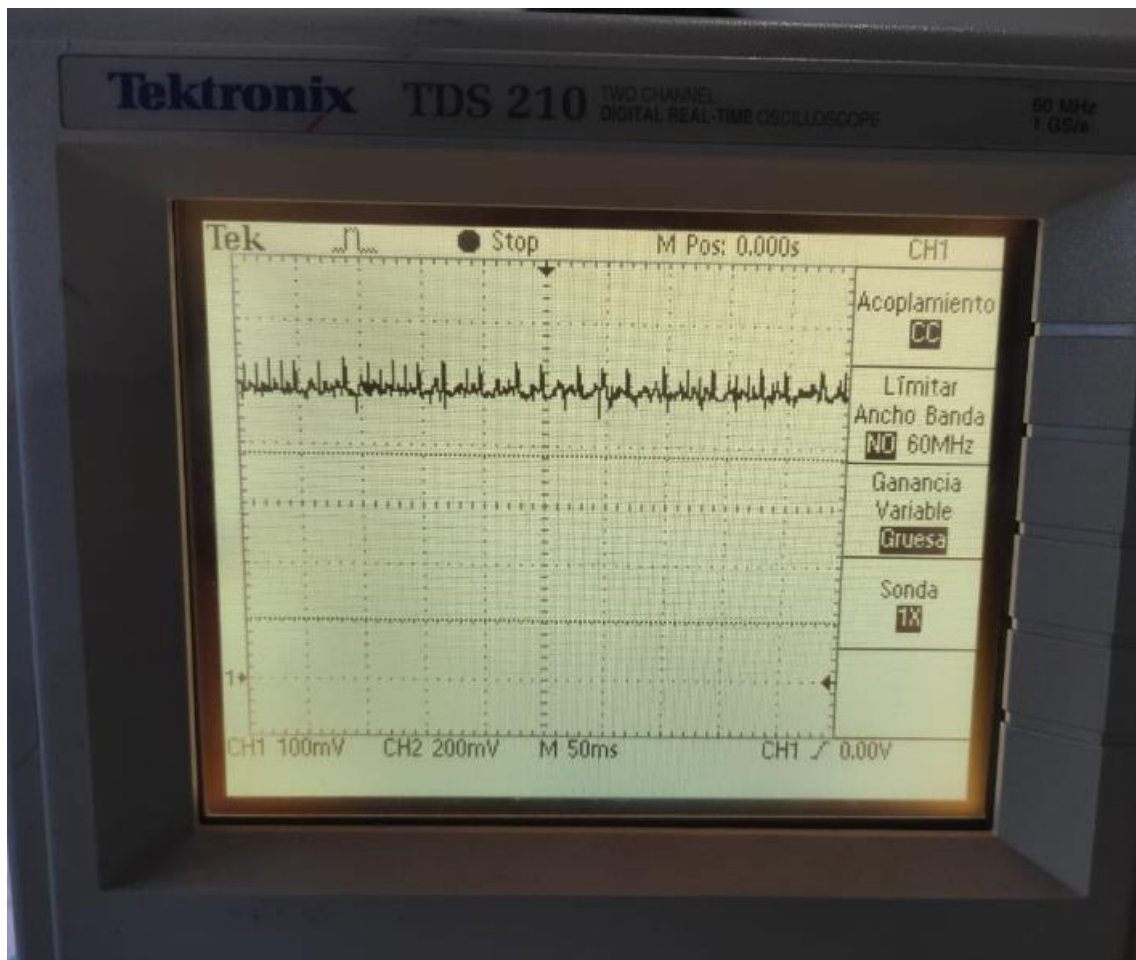


Figura 10.19- Forma de onda de tensión del capacitor de salida ante variaciones de carga.

El protector de baja tensión entrega la carga necesaria para que la tensión de salida no caiga debajo del umbral de correcto funcionamiento de los convertidores integrados.

En la figura anterior se advierte como el protector de alta tensión drena la carga necesaria para que la tensión de salida no supere el umbral de correcto funcionamiento de los convertidores integrados. Este protector enclava la tensión de salida a $V_{o_{max}} = 27V$.

El sistema se volvió inestable ante los cambios de carga repetitivos.

Capítulo 11

Discusión

Se realiza la comparación entre el modelo teórico, la simulación y los resultados obtenidos.

Empezando por la etapa de filtrado y rectificación el limitador de corriente fue distinto al diseño original por faltante en stock de fábrica. Se eligió otro componente de mayor costo y tamaño. Esta elección disminuyó $146.88W$ de potencia pico de arranque en las resistencias de precarga. Por lo tanto se podría reducir la potencia nominal de dichas resistencias abaratando costo y comprimiendo su espacio útil en el PCB.

Se corroboró que la tensión rectificadora y filtrada llegó a los $310V$. No se observaron variaciones de tensión en el osciloscopio.

Con respecto a los elementos magnéticos, por un lado la inductancia de dispersión obtenida para cada uno de ellos resultó ser mayor del valor de inductancia simulado. Esto generaría mayores pérdidas en el sistema. Por lo tanto se volvieron a devanar los arrollamientos de ambos elementos para reducir el espacio entre capas y así disminuir la inductancia de dispersión. En el inductor de dos puertos se redujo de $40\mu H$ a $6\mu H$ y en el transformador de $560nH$ a $350nH$. Por otro lado el valor que se obtuvo de inductancia del primario del inductor de dos puertos no se contrastó con el cálculo teórico. Para lograr llegar al valor deseado se aumentó el entrehierro a $1.8mm$.

Analizando el circuito enclavador, se había optado por un capacitor de enclavador de $10nF$. El circuito no cumplía su función ya que no podía mantener su tensión estable en el período de funcionamiento del sistema. La solución fue aumentar la capacidad a $47nF$. Por otra parte el diodo enclavador utilizado posee una tensión inversa de $1kV$ y debido a que se limitó la tensión en el MOSFET a $910V$ el margen de seguridad no fue el correcto. Se debería haber elegido un diodo de $1.2kV$ o mayor.

La tensión de salida del convertidor Flyback doble aislado fue de $24.3V$ donde no se observaron variaciones en el osciloscopio. Se podría haber ajustado el valor a $24V$ si se hubiese colocado un trimmer en una de las resistencias del divisor resistivo del bloque de realimentación ($H(s)$).

El diseño original fue hecho para entregar $120W$. La máxima potencia exigida en las pruebas fue de $91W$. No fue probada a mayores potencias ya que a medida que aumenta la potencia entregada por la fuente aumenta la potencia disipada en el circuito enclavador, lo cual disminuye la eficiencia del sistema. Una alternativa para estudios posteriores sería cambiar el transformador de alta frecuencia por dos inductores de dos puertos en cadena para reducir la inductancia de dispersión.

La aislación total entre la entrada y la salida del sistema es de $7.5kV_{DC}$. Se separó en tres masas el circuito. Dicha aislación es producida por un lado por los componentes magnéticos y por el otro por los optoacopladores. En este caso, las aislaciones fueron

iguales para ambos pares de componentes. Con una mejor construcción de los elementos magnéticos se puede mejorar la aislación convirtiéndose a los optoacopladores en los componentes limitantes de la misma.

Capítulo 12

Conclusión

El modelo que se diseñó para la simulación se contrastó con las mediciones que se realizaron sobre el circuito físico en cuestión. Se corroboró que el proyecto puede ser una alternativa para cumplir con los requerimientos de aislación de los equipos médicos tipo BF al poseer una aislación de $7.5KV_{DC}$. La desventaja de esta fuente se produce debido a que a mayor potencia entregada, menor es su eficiencia. Ésta se ocasiona por las pérdidas en la inductancia de dispersión total de los elementos magnéticos, las cuales deben ser limitadas. Para estudios posteriores se propone dividir la potencia total de la fuente en los elementos magnéticos, generando así dos inductores de dos puertos conectados en cadena. De esta manera se reduciría la inductancia de dispersión aumentando la eficiencia.

La precisión en el convertidor Flyback doble aislado antes de la conexión a los convertidores de salida no es crítica. Esto se debe a que los convertidores integrados soportan un rango de tensión de entrada entre 15 – 30V. Cabe aclarar que la frecuencia de operación de los ISR debe ser al menos cuatro veces más grande que la frecuencia de operación del convertidor Flyback doble aislado para que filtre sus variaciones.

La fuente fue ensayada con variaciones de carga entre 0A y 2.18A con una frecuencia de 2.5Hz. Su comportamiento fue inestable y luego de un período de tiempo dejó de funcionar. Se demostró con esta prueba que el sistema estaba mal compensado y que no se tuvo en cuenta en el diseño la respuesta del sistema ante cambios tan bruscos de carga.

Independientemente de la prueba de variación de carga el sistema funcionó sin inconvenientes cuando se le exigió una potencia de 91W.

Bibliografía

- Área Tecnología. (01 de Mayo de 2020). *Área Tecnología*. Obtenido de <https://www.areatecnologia.com/electronica/fuente-alimentacion.html>
- Balat Fil Paulo, E. J. (11 de Abril de 2020). *Preventing start-up issues due to output inrush in switching converters*. Obtenido de <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/preventing-start-up-issues-due-to-output-inrush-in-switching-converters.html#>
- Basso, C. (22 de Marzo de 2020). *"The dark side of flybacks converters" ON Semiconductor*. Obtenido de <http://www.onsemi.com>
- Camara, M. (5 de Abril de 2020). *Diario Electrónico Hoy*. Obtenido de <https://www.diarioelectronicohoy.com/sistemas-alimentacion-equipos-medicos-conectados-al-paciente/>
- Elspec. (13 de Mayo de 2020). *Elspec-ltd*. Obtenido de <https://www.elspec-ltd.com/que-son-las-caidas-de-tension-dips-y-swells/?lang=es>
- Erickson, R. W. (2004). *Fundamentals of Power Electronics*. New York, USA: Kluwer Academic Publishers.
- III", C. ". (10 de Marzo de 2020). *Universidad Nacional de San Juan*. Obtenido de http://dea.unsj.edu.ar/control3/teor%C3%ADa/capitulo7_antiWindup.pdf
- Inc., U. L. (2000). *UL 840: Standard for Safety Insulation Coordination Including Clearances and Creepage Distance for Electrical Equipment*. Illinois, USA: UL Publishers.
- Ingeniería Mecafenix. (20 de Marzo de 2020). *IngMecafenix*. Obtenido de <https://www.ingmecafenix.com/electronica/fuente-de-alimentacion/>
- Kazimierczuk, M. K. (2014). *High-Frequency Magnetic Components*. The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex, PO19 8SQ, United Kingdom: John Wiley & Sons.
- Keith, M. T. (2011). *SwitchMode Power Supply*. New York, USA: Mc Graw Hill.
- J. M., H. L. (2013). *Small-Signal Analysis of DCM Flyback Converter*. Research Triangle Park, NC 27709, USA : Delta Products Corporation .
- Mammano, R. (27 de Marzo de 2020). Obtenido de Texas Instruments Switching Power Supply Topology: Voltage Mode vs. Current Mode: <http://www.ti.com/lit/an/slva119/slva119.pdf>
- Mohan Ned, U. T. (1989). *Power Electronics "Converters, Applications and Design"*. New York, USA: John Wiley & Sons.
- National Instruments. (06 de Abril de 2020). *National Instruments "Pollution Degree Rating for Electrical Equipment"*. Obtenido de <http://www.ni.com>

- New England Wire. (22 de Febrero de 2020). *New England Wire Technologies*. Obtenido de <http://www.newenglandwire.com>
- Plata, F. d. (25 de Marzo de 2020). "Teoría de Control". Obtenido de <http://www3.fi.mdp.edu.ar/control4c7/APUNTES/clase%206%20-%20Controladores.pdf>
- Pressman Abraham I., B. K. (2009). *Switching Power Supply Design*. New York, USA: Mc Graw Hill.
- Rozenblat, L. (15 de Abril de 2020). *PCB Trace Spacing calculation for Voltage levels*. Obtenido de <http://www.smps.us/pcbtracespacing.html>
- Salazar Gómez Antonio José, C. R. (24 de Febrero de 2020). *Scielo "Protocolo de pruebas de seguridad eléctrica para equipos"*. Obtenido de (IEC 60601-1, Medical Electrical Equipment Part 1: General requirements for basic safety and essential performance, Tercera edición, 2005).
- Shen Xu, X. K. (2015). *New digital control method for improving dynamic response of synchronous rectified flyback converter with CCM and DCM mode*. Nanjing, Jiangsu, PRChina: National ASIC System Engineering Research Center, Southeast University.
- Standard, B. (2007). *EN 60664-1: Insulation coordination for equipment within low-voltage systems*. London, England: BSI.
- Telecomunicaciones "Tu electrónica". (10 de Abril de 2020). *Tu Electrónica*. Obtenido de <https://tuelectronica.es/que-es-un-optoacoplador/>

Anexo A

Regulador Conmutado Integrado

Como la fuente debe tener una precisión de $\pm 3\%$ en sus cuatro salidas y todas deben ser de diferente voltaje, se agrega esta etapa de regulación. Los ISR son reguladores conmutados que, en base a una tensión de entrada continua, entregan una tensión y corriente fija determinada. Estos reguladores son circuitos integrados que con solo el agregado de pocos componentes externos se encuentran listos para su utilización.

ISR para salida fija 5V

El ISR seleccionado es MEZD72402A-G de Monolithic Power System. Es un convertidor DC-DC con $V_{in} = 6.5 - 36V$, $I_o = 2A$ y $V_o = 5V \pm 0.5\%$. Su conexión se muestra en la **Figura A.1**.

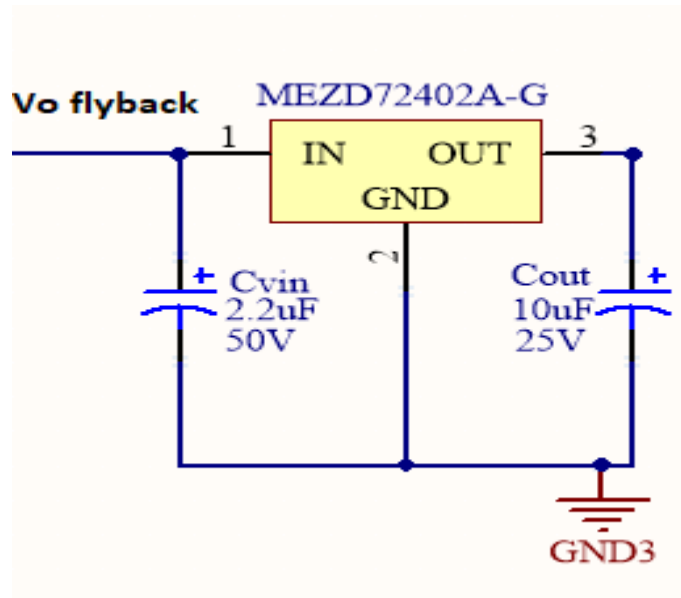


Figura A.1- Conexión externa.

Posee tres pines, el pin IN el cuál se conecta a la tensión de salida del flyback y constituye la tensión de entrada del regulador, el pin GND que se conecta a la GND 3 de la fuente para mantener la aislación entre las distintas tierras del sistema y el pin OUT que representa la salida del ISR. Los capacitores que se colocan en paralelo al pin IN y al pin OUT fueron recomendados por el fabricante para asegurar la estabilidad de las tensiones de entrada y salida del regulador para su correcto funcionamiento.

ISR para salida fija de 12V y -12V

Se utiliza el mismo tipo de regulador para ambas salidas, el ISR es un R-78B12-2.0 de RecomPower. El rango de tensión de entrada que soporta es $V_{in} = 15 - 32V$ y su salida es $V_{out} = 12V \pm 0.625\%$; $I_o = 2A$ o $V_{out} = -12 \pm 0.625\%$; $I_o = 1A$ de acuerdo a su conexionado externo. En el caso de la salida positiva el conexionado se muestra en la **Figura A.2**.

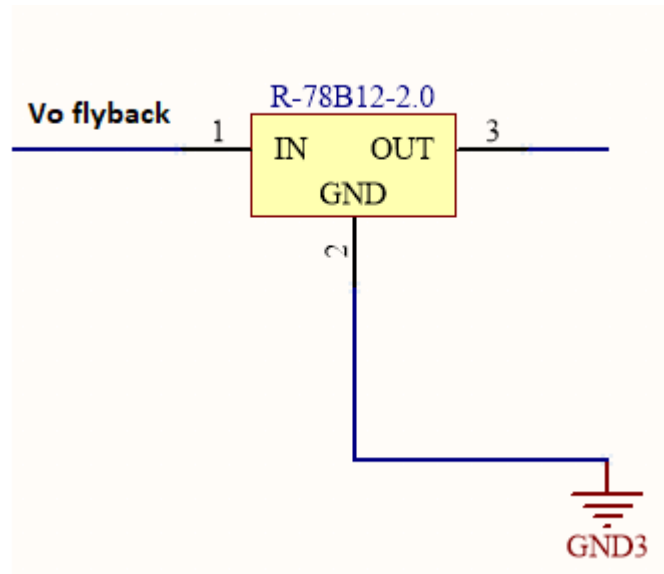


Figura A.2- Conexionado salida 12 V.

El pin IN se conecta a la salida del convertidor flyback y representa la tensión de entrada del ISR, en el pin OUT se obtiene la salida del regulador y el pin GND va conectado a tierra 3 del sistema.

En el caso de la salida negativa el conexionado se observa en la siguiente **Figura A.3**.

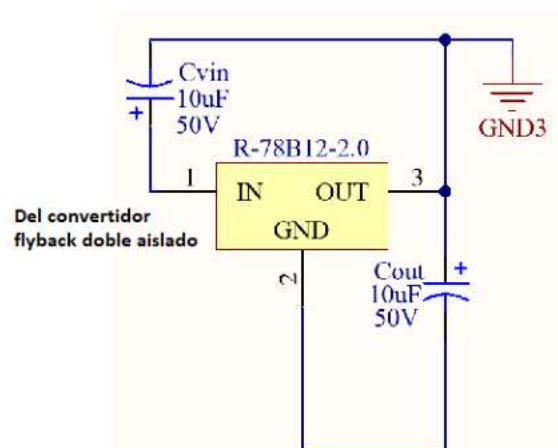


Figura A.3- Conexionado de la salida de -12V.

La diferencia con la salida positiva es que el pin OUT se conecta la tierra 3 y el pin GND, que en el caso anterior representaba la tierra del ISR, representa la salida del controlador.

Por recomendación del fabricante se coloca un capacitor en paralelo del pin IN y uno en paralelo al pin OUT para asegurar la estabilidad del ISR.

ISR para salida variable de 17 – 20V

Se opta por el circuito integrado PTN78060HAH de marca Texas Instruments mostrado en la **Figura A.4**. El rango de tensión de entrada que soporta es $V_{in} = 15 - 36V$ y su salida es $V_{out} = 11.8V - 22V \pm 3\%$; $I_o = 2.25A$

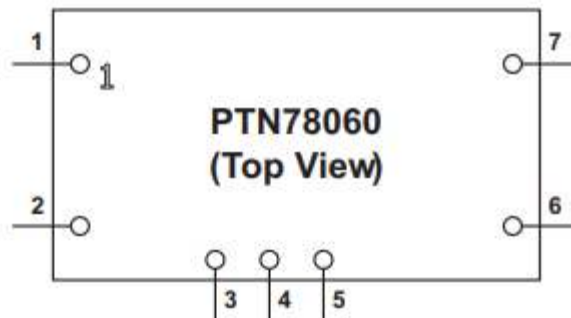


Figura A.4- Diagrama de pines

El pin 1 y el pin 7 representan la tierra del regulador. Mediante el pin 2 ingresa la tensión de entrada del circuito integrado y por el pin 6 se obtiene la tensión ya regulada. El pin 4 se utiliza para ajustar la tensión de salida deseada y el pin 5 sensea la salida del regulador para poder compensar sus variaciones. El pin 3 no se utiliza.

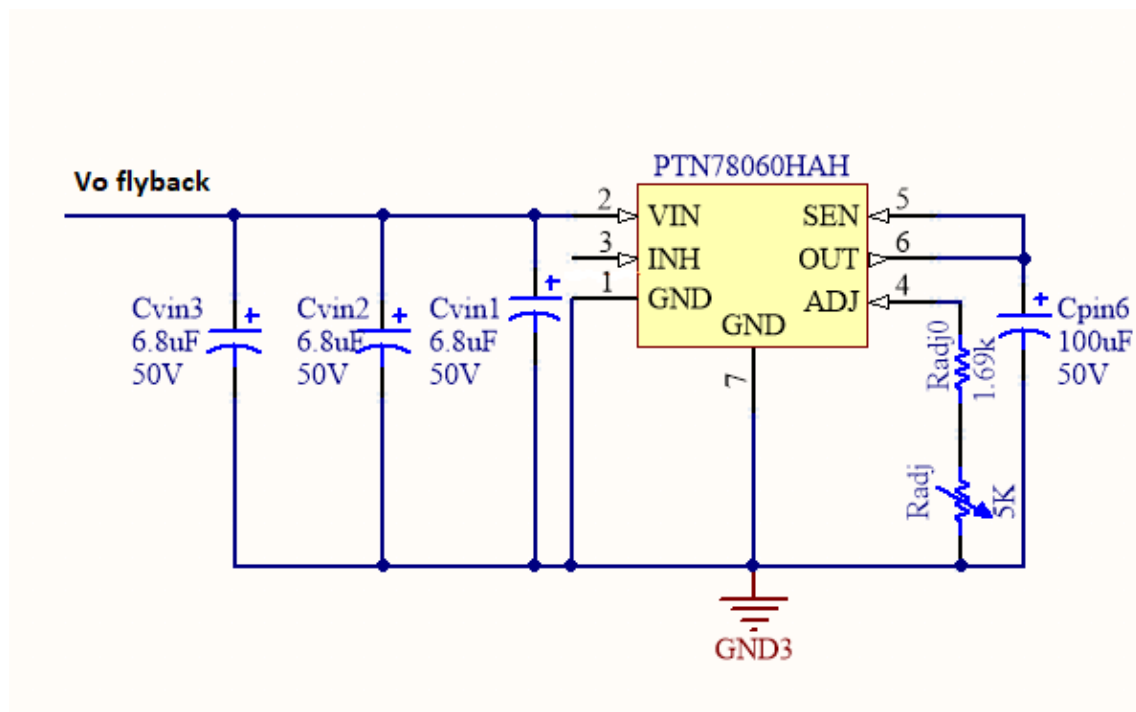


Figura A.5- Conexión externa del ISR.

Por recomendación del fabricante se colocan tres capacitores C_{vin1} , C_{vin2} y C_{vin3} entre el pin 1 y el pin 2 para reducir el ripple de corriente del integrado y se coloca un capacitor C_{pin6}

entre el pin 6 y el pin 1 para asegurar la estabilidad del ISR. Entre el pin 4 y tierra se colocan dos resistores, uno fijo R_{adj_0} y uno variable R_{adj} , estos resistores definen la tensión de salida del ISR. Los valores se muestran en la **Tabla A.1**.

Tabla A.1- Valores de resistencia según tensión de salida deseada.

V_o	R_{adj}
17.2V	6.12k Ω
17.4V	5.66 k Ω
17.6V	5.23 k Ω
17.8V	4.83 k Ω
18V	4.46 k Ω
18.2V	4.11 k Ω
18.4V	3.79 k Ω
18.6V	3.48 k Ω
18.8V	3.19 k Ω
19V	2.91 k Ω
19.2V	2.65 k Ω
19.4V	2.41 k Ω
19.6V	2.18 k Ω
19.8V	1.95 k Ω
20V	1.74 k Ω

Anexo B

Error en régimen permanente

Para poder analizar el tema en cuestión, se debe partir del diagrama en bloques de la **Figura B.1** y hallar la función en “s” del error.

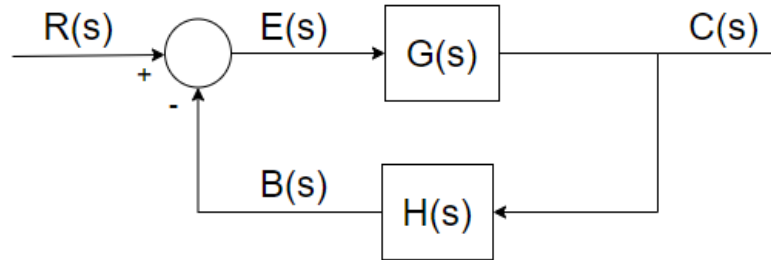


Figura B.1- Diagrama en bloques de un sistema realimentado.

Resolviendo para hallar $E(s)$ se llega a:

$$E(s) = R(s) * \left(\frac{1}{1 + G(s) * H(s)} \right) \quad (B.1)$$

Luego, se aplica teorema del valor final para hallar el error en régimen permanente:

$$e_{rp} = e(t) = s * E(s) = \frac{s * R(s)}{1 + G(s) * H(s)} \quad (B.2)$$

Como se puede apreciar, el error en régimen permanente depende de la entrada o referencia $R(s)$. En el caso de una entrada en forma de escalón unitario resulta:

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (B.3)$$

Aplicando dicha entrada a la ecuación B.2 resulta:

$$e_{rp} = \frac{1}{1 + G(s) * H(s)} = \frac{1}{1 + G(s) * H(s)} \quad (B.4)$$

Donde la constante de error a la posición se define como:

$$Kp = G(s) * H(s) \quad (B.5)$$

Por lo tanto,

$$e_{rp} = \frac{1}{1 + Kp} \quad (B.6)$$

Para poder lograr un error en régimen permanente al escalón la función transferencia resultante de $G(s) * H(s)$ debe contener un polo en el origen, es decir, debe ser un sistema de tipo 1. Lo que resulta en que Kp adopte un valor de infinito y el error en régimen permanente tienda a cero.

$$G(s) * H(s) = \frac{K * \left(1 + \frac{s}{c_0}\right) * \left(1 + \frac{s}{c_1}\right) * \dots}{s * \left(1 + \frac{s}{p_0}\right) * \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) * \dots} \quad (B.7)$$

Reemplazando B.7 en B.5 y con $s = 0$, se llega a lo nombrado anteriormente.

$$Kp = \frac{K * \left(1 + \frac{s}{c_0}\right) * \left(1 + \frac{s}{c_1}\right) * \dots}{s * \left(1 + \frac{s}{p_0}\right) * \left(1 + \frac{s}{p_1}\right) * \dots} = \infty$$

Luego,

$$e_{rp} = \frac{1}{1 + \infty} = 0$$

De esta forma, incluyendo un polo en el origen en el $G(s) * H(s)$ se puede obtener una respuesta nula al escalón que es lo que se quiere lograr en este proyecto.

Anexo C

Tabla AWG

Tabla C.1- Tabla AWG de conductores eléctricos.

Número AWG	Diámetro en mm	Sección en mm ²	Número de espiras por cm	Kg. por kilómetro	Resistencia en Ω por km	Corriente en Ampere
0000	11.86	107.2	-	-	0.168	319
000	10.40	85.3	-	-	0.197	240
00	9.226	67.43	-	-	0.252	190
0	8.252	53.48	-	-	0.317	150
1	7.348	42.41	-	375	0.40	120
2	6.544	33.63	-	295	0.40	96
3	5.827	26.67	-	237	0.63	78
4	5.189	21.15	-	188	0.80	60
5	4.621	16.67	-	149	1.01	48
6	4.115	13.30	-	118	1.27	38
7	3.665	10.55	-	94	1.70	30
8	3.264	8.36	-	74	2.03	24
9	2.906	6.63	-	58.9	2.56	19
10	2.588	5.26	-	46.8	3.23	15
11	2.305	4.17	-	32.1	4.07	12
12	2.053	3.31	-	29.4	5.13	9.5
13	1.828	2.63	-	23.3	6.49	7.5
14	1.628	2.08	5.6	18.5	8.17	6.0
15	1.450	1.65	6.4	14.7	10.3	4.8

16	1.291	1.31	7.2	11.6	12.9	3.7
17	1.150	1.04	8.4	9.26	16.34	3.2
18	1.024	0.82	9.2	7.3	20.73	2.5
19	0.9116	0.65	10.2	5.79	26.15	2.0
20	0.8118	0.52	11.6	4.61	32.69	1.6
21	0.7230	0.41	12.8	3.64	41.46	1.2
22	0.6438	0.33	14.4	2.89	51.5	0.92
23	0.5733	0.26	16.0	2.29	56.4	0.73
24	0.5106	0.20	18.0	1.82	85.0	0.58
25	0.4547	0.16	20.0	1.44	106.2	0.46
26	0.4049	0.13	22.8	1.14	130.7	0.37
27	0.3606	0.10	25.6	0.91	170.0	0.29
28	0.3211	0.08	28.4	0.72	212.5	0.23
29	0.2859	0.064	32.4	0.57	265.6	0.18
30	0.2546	0.051	35.6	0.45	333.3	0.15
31	0.2268	0.040	39.8	0.36	425.0	0.11
32	0.2019	0.032	44.5	0.28	531.2	0.09
33	0.1798	0.0254	50.0	0.23	669.3	0.072
34	0.1601	0.0201	56.0	0.18	845.8	0.057
35	0.1426	0.0159	62.3	0.14	1069.0	0.045
36	0.1270	0.0127	69.0	0.10	1338.0	0.036
37	0.1131	0.0100	78.0	0.089	1700.0	0.028
38	0.1007	0.0079	82.3	0.070	2152.0	0.022
39	0.0897	0.0063	97.5	0.056	2696.0	0.017
40	0.0799	0.0050	111.0	0.044	3400.0	0.014
41	0.0711	0.0040	126.8	0.035	4250.0	0.011
42	0.0633	0.0032	138.9	0.028	5312.0	0.009

43	0.0564	0.0025	150.4	0.022	6800.0	0.007
44	0.0503	0.0020	169.7	0.018	8500.0	0.005