



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y DISEÑO
INDUSTRIAL**

Grado en Ingeniería Electrónica y Automática

TRABAJO FIN DE GRADO

Diseño, fabricación y validación de
fuentes de alimentación

Autor: Alberto Rodríguez Molina

Tutor: Dr. Basil Mohammed Al-Hadithi
Departamento de Electrónica, Automática e Informática Industrial
Cotutor: D. Carlos Pastor Ramírez
Ingeniero de sistemas embebidos en PVHardware

Madrid, Febrero 2018



POLITÉCNICA

escuela técnica superior de
ingeniería
y **diseño**
industrial

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y DISEÑO
INDUSTRIAL**

Grado en Ingeniería Electrónica y Automática

TRABAJO FIN DE GRADO

Diseño, fabricación y validación de fuentes de alimentación

Autor: Alberto Rodríguez Molina

Tutor: Dr. Basil Mohammed Al-Hadithi
Departamento de Electrónica, Automática e Informática Industrial
Cotutor: D. Carlos Pastor Ramírez
Ingeniero de sistemas embebidos en PVHardware

Madrid, Febrero 2018

Firma del Tutor: _____

Firma del Autor _____

“Las maravillas del ayer son los sucesos corrientes de hoy”.

Nikola Tesla

Agradecimientos:

Quiero agradecer sobre todo a mi familia el apoyo que me han dado durante todos estos años y su paciencia. Sin ellos nunca sería quien soy, ellos me guían el camino.

Agradecer también a mis amigos del Mater que, a pesar de todos los años de carrera, me han apoyado y me han dado fuerzas para llegar donde estoy.

Agradecer a los profesores, tanto del colegio como de la carrera, que de todos ellos me llevo un cachito de su conocimiento. Especialmente a Carlos y a Basil por dejarme formar parte de este proyecto del que tanto he aprendido.

Por último, darle las gracias a los Ángeles de Galeote, que sin ellos mis días de universidad no hubiesen sido los mismos. Gracias por las experiencias y por permitirme conocer a un grupo de gente maravilloso.

A los que están siempre y a los que estuvieron en su día, gracias.

Contenido

Agradecimientos:.....	iii
Lista de figuras.....	viii
Lista de tablas.....	xii
Lista de ecuaciones.....	xiv
Índice de siglas.....	xv
Resumen.....	1
1. Introducción.....	3
1.1. Motivación.....	3
1.2. Proyección.....	3
1.3. Alcance y objetivos.....	4
1.4. Desarrollo y estructura.....	4
2. Estado del arte.....	7
2.1. Clasificación general de los tipos de convertidores.....	7
2.1.1. Convertidores DC/DC.....	8
2.1.2. Convertidores AC/DC.....	10
2.1.3. Convertidores DC/AC.....	11
2.1.4. Convertidores AC/AC.....	12
2.2. Desarrollo de la tecnología DC/DC.....	13
2.2.1. Reguladores lineales.....	13
2.2.2. Reguladores conmutados.....	15
2.2.3. Tendencias modernas.....	18
2.3. Tecnologías de transistores.....	21
2.3.1. Transistores Bipolares de Unión.....	22
2.3.2. Transistores de efecto campo.....	23
2.3.3. Transistor bipolar de puerta aislada.....	25
2.3.4. Transistores de nitruro de galio.....	25
2.4. Tecnología de los condensadores.....	27
2.4.1. Condensadores electrolíticos de aluminio.....	28
2.4.2. Condensadores electrolíticos de tántalo.....	29
2.4.3. Condensadores cerámicos.....	30
2.4.4. Condensadores plásticos o de película.....	31

2.5.	Buenas prácticas en el diseño de circuitos de potencia	32
2.5.1.	Inductancias parásitas y conmutación	32
2.5.2.	Pérdidas en los transistores	33
2.5.3.	Simulación	34
2.5.4.	Diseño de filtros de salida	35
2.5.5.	Colocación de condensadores y tecnologías	36
2.6.	Software CAD. Autodesk EAGLE.....	36
2.7.	Test de convertidores DC/DC	38
2.7.1.	Test de tensión de entrada de encendido y tensión de apagado.	38
2.7.2.	Regulación de la línea de salida	39
2.7.3.	Rizado de la tensión de salida	40
2.7.4.	Pruebas de eficiencia	40
3.	Documentación de diseño.....	43
3.1.	Especificación de diseño.....	43
3.2.	Selección de componentes	43
3.3.	Cálculo de fuente	44
3.3.1.	Cálculo de componentes: MC34063A	44
3.3.2.	Cálculo de componentes: TPS54334	51
3.3.3.	Cálculo de componentes: LM3150	58
4.	Simulación	65
4.1.	Simulaciones: MC34063A	65
4.2.	Simulaciones: TPS54334	78
4.3.	Simulaciones: LM3150.....	90
5.	Implementación.....	97
5.1.	Implementación del convertidor en Eagle	97
5.1.1.	Implementación del convertidor MC34063A	98
5.1.2.	Implementación del convertidor TPS54334	104
5.1.3.	Implementación del convertidor LM3150.....	110
5.2.	Montaje de las fuentes definitivas.....	117
5.2.1.	BOM del convertidor MC34063A.....	118
5.2.2.	BOM del convertidor TPS54334.....	119
5.2.3.	BOM del convertidor LM3150	125
5.2.4.	Montaje del convertidor MC34063A	126
5.2.5.	Montaje del convertidor TPS54334.....	128

5.2.6. Montaje del convertidor LM3150	130
6. Diseño y fabricación de una carga electrónica	133
6.1. Implementación de la carga electrónica	133
6.2. Diseño de la carga electrónica en EAGLE	134
6.2.1. Diseño esquemático de la carga electrónica	134
6.2.2. Diseño PCB de la carga electrónica	140
6.3. Fabricación y montaje de la carga electrónica	142
7. Análisis de rendimiento	147
7.1. Análisis de rendimiento: MC34063A.....	148
7.2. Análisis de rendimiento: TPS54334.....	157
7.3. Análisis de rendimiento: LM3150	173
7.4. Hoja de especificación de cada fuente de alimentación	176
7.4.1. Convertidor buck ajustable basado en el regulador MC34063A	177
7.4.2. Convertidor buck síncrono basado en el regulador TPS54334.....	179
7.4.3. Convertidor buck síncrono basado en el regulador LM3150	180
8. Conclusiones y trabajos futuros.....	181
8.1. Conclusiones.....	181
8.2. Trabajos futuros	182
Bibliografía	183
Anexo A: Herramientas utilizadas.....	187
Anexo B: Ficheros gerber generados.....	191

Lista de figuras

Figura 2.1:Esquemático de un convertidor buck simple (SMPS).....	8
Figura 2.2:Diagrama de bloques mostrando una arquitectura típica de un sistema de punto de carga (POL)	9
Figura 2.3:Convertidor AC/DC de onda completa	10
Figura 2.4: Inversor de puente completo con interruptores genéricos y carga resistiva.....	11
Figura 2.5: Regulador lineal paralelo con diodo zéner	14
Figura 2.6: Regulador integrado LM7805.....	14
Figura 2.7:Esquemático de un convertidor buck simple.....	16
Figura 2.8: Esquemático de un buck síncrono genérico	17
Figura 2.9: Gráfico de pérdidas de un MOSFET	19
Figura 2.10: Gráfico de la evolución de la densidad energética.....	20
Figura 2.11: Diferencia entre la alimentación continua para la transmisión de una señal vs. envelope tracking.....	21
Figura 2.12: Símbolos de los transistores NPN y PNP	22
Figura 2.13: Símbolo y construcción de un MOSFET	23
Figura 2.14: Símbolo de un IGBT.....	25
Figura 2.15: Estructura simplificada de un HEMT de GaN	27
Figura 2.16: Modelo real de un condensador	28
Figura 2.17: Condensadores electrolíticos de aluminio	29
Figura 2.18: Estructura de un condensador de tántalo.....	30
Figura 2.19: Condensador cerámico.....	31
Figura 2.20: Elementos de un convertidor con efectos parásitos	33
Figura 2.21: Vista del escenario de desarrollo esquemático de Autodesk EAGLE	37
Figura 2.22: Ejemplo de montaje para realización del test de tensión de encendido y tensión de apagado.....	39
Figura 3.1: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado M34063AD.....	45
Figura 3.2: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado TPS54334.....	51
Figura 3.3: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado LM3150	58
Figura 3.4: Monograma para calcular la inductancia de la bobina	63
Figura 4.1: Esquemático del convertidor buck MC34064AD.....	67
Figura 4.2: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 1	68
Figura 4.3: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 2	70
Figura 4.4: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 3	71
Figura 4.5: Simulación convertidor buck MC34063A 12-6 V.....	73
Figura 4.6: Simulación convertidor buck MC34063A 9-3 V	75

<i>Figura 4.7: Simulación convertidor buck MC34063A 9-6 V</i>	76
<i>Figura 4.8: Esquemático del convertidor TPS54334</i>	79
<i>Figura 4.9: Simulación del convertidor TPS54334 12-3,3 V 1</i>	81
<i>Figura 4.10: Simulación del convertidor TPS54334 12-3 V 2</i>	83
<i>Figura 4.11: Simulación del convertidor TPS54334 12-3 V 3</i>	84
<i>Figura 4.12: Simulación del convertidor TPS54334 12-5 V 1</i>	86
<i>Figura 4.13: Simulación del convertidor TPS54334 12-5 V 2</i>	87
<i>Figura 4.14: Simulación del convertidor TPS54334 24-12 V 1</i>	89
<i>Figura 4.15: Esquemático del convertidor buck síncrono LM3150</i>	91
<i>Figura 4.16: Simulación del convertidor LM3150 (1)</i>	93
<i>Figura 4.17: Simulación del convertidor LM3150 (2)</i>	94
<i>Figura 4.18: Simulación del convertidor LM3150 (3)</i>	95
<i>Figura 5.1: Esquemático del convertidor buck MC34063A</i>	99
<i>Figura 5.2: Ejemplo de diseño del layout del buck MC34063A</i>	100
<i>Figura 5.3: Layout del buck MC43063. Capa superior</i>	101
<i>Figura 5.4: Layout del buck MC43063. Capa inferior</i>	102
<i>Figura 5.5: Esquemático del buck síncrono TPS54334</i>	106
<i>Figura 5.6: Ejemplo de diseño del layout del convertidor buck síncrono TPS54334</i>	107
<i>Figura 5.7: Layout del buck síncrono TPS54334. Capa superior</i>	108
<i>Figura 5.8: Layout del buck síncrono TPS54334. Capa inferior</i>	108
<i>Figura 5.9: Esquemático del buck síncrono LM3150</i>	112
<i>Figura 5.10: Ejemplo de diseño del layout del convertidor buck síncrono LM3150</i>	113
<i>Figura 5.11: Layout del buck síncrono LM3150. Capa superior</i>	114
<i>Figura 5.12: Layout del buck síncrono LM3150. Capa inferior</i>	115
<i>Figura 5.13: Montaje final del buck ajustable basado en el integrado MC34063A (frontal)</i>	127
<i>Figura 5.14: Montaje final del buck ajustable basado en el integrado MC34063A (trasera)</i>	127
<i>Figura 5.15: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado TPS54334 (frontal)</i>	128
<i>Figura 5.16: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado TPS54334 (trasera)</i>	129
<i>Figura 5.17: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado LM3150 (frontal)</i>	130
<i>Figura 5.18: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado LM3150 (trasera)</i>	131
<i>Figura 6.1: Diseño esquemático de la alimentación de la carga electrónica</i>	135
<i>Figura 6.2: Diseño esquemático de la etapa de potencia de la carga electrónica</i>	136
<i>Figura 6.3: Diseño esquemático de la etapa de conversión de la carga electrónica</i>	137
<i>Figura 6.4: Diseño esquemático de los drivers de la carga electrónica</i>	138
<i>Figura 6.5: Diseño esquemático de la etapa de medida de corriente de la carga electrónica</i>	139
<i>Figura 6.6: Diseño esquemático de los conectores de control de la carga electrónica</i>	139
<i>Figura 6.7: Layout de la carga electrónica. Capa superior</i>	140
<i>Figura 6.8: Layout de la carga electrónica. inferior</i>	141

<i>Figura 6.9: Imagen del montaje de la carga electrónica (cara superior)</i>	144
<i>Figura 6.10: Imagen del montaje de la carga electrónica (cara inferior)</i>	144
<i>Figura 7.1: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con MC43063AD</i>	149
<i>Figura 7.2: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (1)</i>	150
<i>Figura 7.3: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a carga nominal</i>	151
<i>Figura 7.4: Montaje del convertidor MC34063A con condensador de filtro externo</i>	152
<i>Figura 7.5: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (2)</i>	152
<i>Figura 7.6: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a carga nominal (2)</i>	153
<i>Figura 7.7: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a plena carga</i>	154
<i>Figura 7.8: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con TPS54334</i>	158
<i>Figura 7.9: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (1)</i>	159
<i>Figura 7.10: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 2)</i>	160
<i>Figura 7.11: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 1 A (1)</i>	161
<i>Figura 7.12: Esquemático de montaje de la carga de 1,82 Ω</i>	162
<i>Figura 7.13: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 3)</i>	162
<i>Figura 7.14: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 2 A</i>	163
<i>Figura 7.15: Esquemático de montaje de la carga de 1,2 Ω</i>	164
<i>Figura 7.16: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 4)</i>	164
<i>Figura 7.17: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a plena carga</i>	165
<i>Figura 7.18: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (2)</i>	167
<i>Figura 7.19: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 1 A (2)</i>	168
<i>Figura 7.20: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 2 A (2)</i>	169
<i>Figura 7.21: Discontinuidades provocadas por el corte del convertidor para protección</i>	170
<i>Figura 7.22: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 3 A (2)</i>	171
<i>Figura 7.23: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con LM3150</i>	173
<i>Figura 7.24: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334</i>	174
<i>Figura 7.25: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones</i>	177
<i>Figura 7.26: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones</i>	179
<i>Figura 7.27: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones</i>	180
<i>Figura A.0.1: Fuente de alimentación programable</i>	187
<i>Figura A.0.2: Osciloscopio digital</i>	188

<i>Figura A.0.3: Pistola de calor</i>	189
<i>Figura B.0.1: MC34063A.GBL</i>	191
<i>Figura B.0.2: MC34063A.GBS</i>	192
<i>Figura B.0.3: MC34063A.GTL</i>	192
<i>Figura B.0.4: MC34063A.GTO</i>	193
<i>Figura B.0.5: MC34063A.GTP</i>	193
<i>Figura B.0.6: MC34063A.TXT</i>	194
<i>Figura B.0.7: TPS54334.GBL</i>	195
<i>Figura B.0.8: TPS54334.GBS</i>	196
<i>Figura B.0.9: TPS54334.GTL</i>	196
<i>Figura B.0.10: TPS54334.GTO</i>	197
<i>Figura B.0.11: TPS54334.GTP</i>	197
<i>Figura B.0.12: TPS54334.GTS</i>	198
<i>Figura B.0.13: TPS54334.TXT</i>	198
<i>Figura B.0.14: LM3150.GBL</i>	199
<i>Figura B.0.15: LM3150.GBS</i>	200
<i>Figura B.0.16: LM3150.GTL</i>	200
<i>Figura B.0.17: LM3150.GTP</i>	201
<i>Figura B.0.18: LM3150.GTP</i>	201
<i>Figura B.0.19: LM3150.GTP</i>	202
<i>Figura B.0.20: LM3150.TXT</i>	202

Lista de tablas

<i>Tabla 2.1: Parámetros de cálculo de la eficiencia</i>	41
<i>Tabla 3.1: Especificaciones de los convertidores a realizar</i>	43
<i>Tabla 3.2: Características de los pines del integrado MC34063A</i>	46
<i>Tabla 3.3: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado MC34063A</i>	48
<i>Tabla 3.4: Componentes a calcular MC34063A</i>	48
<i>Tabla 3.5: Parámetros de cálculo del integrado MC34063A</i>	49
<i>Tabla 3.6: Parámetros del convertidor MC34063A</i>	49
<i>Tabla 3.7: Componentes calculados para el integrado MC34063A</i>	50
<i>Tabla 3.8: Características de los pines del integrado TPS54334</i>	51
<i>Tabla 3.9: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado TPS54334</i>	53
<i>Tabla 3.10: Parámetros de cálculo del integrado TPS54334</i>	53
<i>Tabla 3.11: Parámetros del convertidor TPS54334 12-3,3V</i>	54
<i>Tabla 3.12: Componentes calculados para el integrado TPS54334 12-3,3V</i>	55
<i>Tabla 3.13: Parámetros del convertidor TPS54334 12-5 V</i>	56
<i>Tabla 3.14: Componentes calculados para el integrado TPS54334 12-5 V</i>	56
<i>Tabla 3.15: Parámetros del convertidor TPS54334 24-12 V</i>	57
<i>Tabla 3.16: Componentes calculados para el integrado TPS54334 24-12 V</i>	57
<i>Tabla 3.17: Características de los pines del integrado LM3150</i>	59
<i>Tabla 3.18: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado LM3150</i>	61
<i>Tabla 3.19: Parámetros de cálculo del integrado LM3150</i>	62
<i>Tabla 3.20: Especificaciones de diseño del convertidor LM3150</i>	63
<i>Tabla 3.21: Componentes calculados para el integrado LM3150</i>	64
<i>Tabla 4.1: Casos de simulación para el convertidor MC34063A</i>	66
<i>Tabla 4.2: Especificaciones del interruptor en el convertidor MC34063A</i>	67
<i>Tabla 4.3: Especificaciones del diodo en el convertidor MC34063A</i>	67
<i>Tabla 4.4: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 1</i>	68
<i>Tabla 4.5: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 2</i>	69
<i>Tabla 4.6: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 3</i>	71
<i>Tabla 4.7: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 4</i>	72
<i>Tabla 4.8: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 5</i>	74
<i>Tabla 4.9: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 6</i>	76
<i>Tabla 4.10: Casos de simulación para el convertidor TPS54334</i>	78
<i>Tabla 4.11: Especificaciones del interruptor superior en el convertidor TPS54334</i>	79
<i>Tabla 4.12: Especificaciones del interruptor inferior en el convertidor TPS54334</i>	80
<i>Tabla 4.13: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 1</i>	81

Tabla 4.14: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 12-3,3 V (2)	82
Tabla 4.15: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 3	84
Tabla 4.16: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 3	85
Tabla 4.17: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 4	87
Tabla 4.18: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 5	88
Tabla 4.19: Caso de simulación del convertidor LM3150	90
Tabla 4.20: Especificaciones del interruptor superior en el convertidor LM3150	91
Tabla 4.21: Especificaciones del interruptor inferior en el convertidor LM3150	92
Tabla 4.22: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (1)	92
Tabla 4.23: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (2)	94
Tabla 4.24: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (3)	95
Tabla 5.1: Componentes para el diseño del convertidor MC34063A	99
Tabla 5.2: Extensiones de los ficheros gerber	103
Tabla 5.3: Componentes para el diseño del convertidor TPS54334	105
Tabla 5.4: Componentes para el diseño del convertidor LM3150	111
Tabla 5.5: Parámetros de fabricación de las PCBs	117
Tabla 5.6: BOM del convertidor basado en el integrado MC34063A	118
Tabla 5.7: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 3,3 V)	120
Tabla 5.8: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 5 V)	122
Tabla 5.9: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 12 V)	124
Tabla 5.10: BOM del convertidor basado en el integrado LM3150	126
Tabla 6.1: Parámetros de fabricación de las PCBs	142
Tabla 6.2: BOM de la carga electrónica	143
Tabla 7.1: Casos de análisis de rendimiento del convertidor MC34063A	148
Tabla 7.2: Cálculos de eficiencia del convertidor MC43063AD	155
Tabla 7.3: Casos de análisis de rendimiento del convertidor TPS54334 para tensión de salida de 3,3V	157
Tabla 7.4: Cálculos de eficiencia del convertidor TPS54334 (1)	166
Tabla 7.5: Cálculos de eficiencia del convertidor TPS54334 (2)	172
Tabla 7.6: Cálculos de eficiencia del convertidor LM3150	175
Tabla 7.7: Especificaciones del convertidor	177
Tabla 7.8: Conexiones de los pines del header dual-row	177
Tabla 7.9: Conexiones de los pines del header single-row	178
Tabla 7.10: Especificaciones del convertidor	179
Tabla 7.11: Conexiones de los pines	179
Tabla 7.12: Especificaciones del convertidor	180
Tabla 7.13: Conexiones de los pines	180

Lista de ecuaciones

<i>Ecuación 2.1: Cálculo de la eficiencia</i>	41
<i>Ecuación 3.1: Relación tiempo de encendido y apagado MC34063A</i>	47
<i>Ecuación 3.2: Suma de tiempo de encendido y apagado</i>	47
<i>Ecuación 3.3: Cálculo tiempo de apagado</i>	47
<i>Ecuación 3.4: Cálculo tiempo de encendido</i>	47
<i>Ecuación 3.5: Cálculo de condensador de oscilación</i>	47
<i>Ecuación 3.6: Cálculo del pico de corriente del interruptor</i>	47
<i>Ecuación 3.7: Resistencia de precisión</i>	47
<i>Ecuación 3.8: Cálculo del valor mínimo del inductor</i>	48
<i>Ecuación 3.9: Cálculo del valor mínimo del condensador</i>	48
<i>Ecuación 3.10: Cálculo del valor de salida en función del valor de dos resistencias</i>	48
<i>Ecuación 3.11: Valor de la resistencia de ganancia del amplificador de error</i>	52
<i>Ecuación 3.12: Resistencia de test de estabilidad</i>	52
<i>Ecuación 3.13: Resistencia de ajuste de la tensión de salida</i>	52
<i>Ecuación 3.14: Valor del capacitor de maximización de ganancia de fase (década inferior)</i>	52
<i>Ecuación 3.15: Valor del capacitor de maximización de ganancia de fase (década superior)</i>	52
<i>Ecuación 3.16: Valor del capacitor de maximización del margen de fase</i>	52
<i>Ecuación 3.17: Valor mínimo del condensador del filtro de salida</i>	52
<i>Ecuación 3.18: Valor mínimo del inductor del filtro de salida</i>	53
<i>Ecuación 3.19: Resistencia 1 de enable</i>	53
<i>Ecuación 3.20: Resistencia 2 de enable</i>	54
<i>Ecuación 3.21: Resistencia de feedback de la salida</i>	60
<i>Ecuación 3.22: Condensador de anticipación del error</i>	60
<i>Ecuación 3.23: Constante de cálculo del inductor</i>	60
<i>Ecuación 3.24: Valor de cálculo de la resistencia de encendido</i>	60
<i>Ecuación 3.25: Resistencia de encendido</i>	60
<i>Ecuación 3.26: Valor mínimo del condensador del filtro de salida</i>	60
<i>Ecuación 3.27: Corriente límite del interruptor externo</i>	60
<i>Ecuación 3.28: Corriente límite</i>	61
<i>Ecuación 3.29: Resistencia límite de corriente</i>	61
<i>Ecuación 3.30: Condensador de filtro de entrada</i>	61
<i>Ecuación 3.31: Tiempo soft-start</i>	61
<i>Ecuación 3.32: Condensador soft-start</i>	61

Índice de siglas

AC	Altern Current
ATS	Automated Test System
BJT	Bipolar Junction Transistor
BOM	Bill Of Materials
CAD	Computer-Aided Design
DC	Direct Current
DUT	Device Under Test
EAGLE	Easily Applicable Graphical Layout Editor
EDA	Electronic Design Automation
EMC	Electromagnetic Compatibility
ESR	Equivalent Series Resistor
ESL	Equivalent Series Inductor
FPGA	Field Programmable Gate Array
HEMT	High-Electron-Mobility Transistor
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
LDO	Low-Dropout
LNA	Low-Noise Amplifier
MCC	Modo de Conducción Directo
MCD	Modo de Conducción Discontinuo
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PCB	Printed Circuit Board
PHEMT	Pseudomorfic High-Electron-Mobility Transistor
POL	Point Of Load
PWM	Pulse Width Modulation
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
SMPS	Switching Mode Power Supply
UPS	Uninterruptible Power Supply

Resumen

El trabajo consiste en el diseño e implementación de 3 convertidores *buck* con distintos controladores, y su posterior comprobación de que cumple con los requisitos impuestos al iniciar el proyecto.

A partir de las hojas de características de estos controladores, se ha realizado un cálculo y un diseño esquemático del circuito electrónico para luego, posteriormente, llevar a cabo una simulación del comportamiento del convertidor. Una vez son favorables los resultados de dicha simulación, se lleva a cabo el diseño de la PCB y una vez finalizado y enviado a fabricar, se comprueban que los resultados concuerdan con los vistos en las simulaciones.

Para llevar a cabo este proceso se ha requerido unos paquetes de software para la simulación del comportamiento como para el diseño de la PCB, además de la instrumentación necesaria para validar los requisitos impuestos en el proyecto.

Palabras clave: electrónica, electrónica de potencia, *buck converters*, diseño de PCB.

1. Introducción

1.1. Motivación

Desde finales de los años 80 y principios de los años 90, la electrónica de potencia ha experimentado un excepcional auge. Dos factores han llevado a este crecimiento: el desarrollo de semiconductores con unas características de potencia adecuadas y el empuje hacia la miniaturización llevan a la electrónica de potencia avanzada hacia una amplia variedad de productos. Según Muhammad H. Rashid, se puede definir la electrónica de potencia como “la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica”. Esta especialidad une la electrónica, la electricidad y el campo de la ingeniería de control. El desarrollo de las microcomputadoras y de los microcontroladores ha supuesto un punto de inflexión en este campo debido a su impacto sobre el control y sobre la estrategia de control de los semiconductores.

Dentro de esta rama de la electrónica, este trabajo se centrará principalmente en los convertidores de potencia DC/DC del tipo *step-down converter* o *buck converters*, cuyo uso se está extendiendo en los circuitos electrónicos actuales debido a su alta eficiencia y tamaño, frente a otros tipos de convertidores de corriente continua como son los reguladores lineales o los reguladores conmutados de tipo LDO.

La consolidación de la electrónica de potencia en la tecnología moderna es un hecho y se utiliza en una cantidad inmensa de productos que requieren procesos de alta potencia, como propulsión de motores, fuentes de alimentación, iluminación, control térmico, alimentación de vehículos, etc.

1.2. Proyección.

Este trabajo se inscribe en el marco de la electrónica de potencia, más concretamente en el ámbito de los convertidores DC/DC conmutados de tipo *buck*. Los convertidores propuestos tienen una clara función de conversión de energía y alimentación de otros sistemas electrónicos y/o eléctricos. Se han propuesto una

serie de controladores para desarrollar dichos convertidores que permiten variar parámetros como eficiencia, tamaño y coste.

1.3. Alcance y objetivos.

En este documento se busca realizar una primera versión de desarrollo de tres tipos distintos de convertidores *buck* para analizar una serie de características eléctricas y comprobar así su viabilidad y su funcionamiento.

Para este trabajo se plantean los siguientes objetivos:

- Cálculo y diseño esquemático del circuito electrónico
- Simulación del comportamiento del mismo
- Selección de componentes
- Diseño e implementación del hardware
- Fabricación
- Pruebas de validación y viabilidad

1.4. Desarrollo y estructura

A continuación, se expone un índice con la distribución de capítulos y un breve resumen del contenido de los mismos:

Capítulo 1: Introducción

Capítulo 2: Estado del arte: se llevará a cabo una clasificación general de tipos de convertidores y un resumen del desarrollo de la tecnología DC/DC en particular, desde los primeros reguladores hasta las tecnologías más modernas utilizadas en la actualidad. Se explicará una comparativa de las características de los distintos tipos de transistores y explicar los casos de uso de cada uno de ellos. Se hará a su vez una explicación de los distintos tipos de condensadores y la tecnología utilizada. Por último, un resumen de buenas prácticas a la hora del diseño de circuitos de electrónica de potencia, donde se abordarán temas como inductancias parásitas y de conmutación, pérdidas en los transistores o diseño de filtros de entrada/salida, entre otras, además de una explicación del software utilizado para dicho diseño.

Capítulo 3: Documentación de diseño de cada fuente: Se adjuntará las páginas utilizadas para llevar a cabo la especificación de diseño, además de las usadas para el cálculo de la fuente y las de los componentes seleccionados.

Capítulo 4: Simulación de cada fuente: Esquemático a simular de manera ideal y correcciones. Se explicarán las medidas de interés y se adjuntarán posteriormente las gráficas necesarias para conocer el comportamiento de los convertidores.

Capítulo 5: Implementación: Se explicarán las decisiones tomadas a la hora del diseño del *layout* de cada fuente, así como se mostrarán las imágenes del esquemático y del *layout*, además de las del prototipo y del montaje final de las fuentes definitivas.

Capítulo 6: Diseño y fabricación de una carga electrónica: como complemento a este proyecto se ha realizado el diseño y la fabricación de una carga electrónica, dispositivo fundamental para test de fuentes de alimentación.

Capítulo 7: Análisis de rendimiento y conclusiones: se analizarán las medidas de la simulación, así como las imágenes térmicas de cada fuente en funcionamiento y el análisis del rendimiento de cada uno de los convertidores. Por último, se llevará a cabo una breve conclusión, comparando los resultados obtenidos y aportando una visión con posibles mejoras en futuros desarrollos.

2. Estado del arte

Como anteriormente se apuntó en la introducción, se puede definir la electrónica de potencia como “la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de la energía eléctrica”. Dentro de la electrónica de potencia encontramos los 4 tipos principales de convertidores:

- Convertidores DC/DC o reguladores
- Convertidores AC/DC o rectificadores
- Convertidores DC/AC o inversores
- Convertidores AC/AC o cicloconvertidores

De estos, se va a centrar la atención en los convertidores de continua-continua y en el desarrollo de la tecnología de estos elementos, desde los primeros reguladores lineales a las últimas tendencias modernas.

Las fuentes buck desarrolladas en este proyecto no serían posibles sin el auge y la tecnología que envuelve a los semiconductores, más concretamente de los transistores. Desde el primer BJT hasta los últimos modelos, los transistores son indispensables en cualquier circuito electrónico, razón por la cual se dedica un apartado para analizar estos semiconductores y hacer hincapié en el impacto que ha tenido sobre los convertidores de potencia.

Por otra parte, la miniaturización, la eficiencia, el filtrado de la señal, etc., que requieren estos convertidores hacen que adoptar buenas prácticas en el diseño de la electrónica sea indispensable y fundamental para el cumplimiento de los requisitos y de las especificaciones necesarias.

2.1. Clasificación general de los tipos de convertidores

En la electrónica de potencia, cuatro grandes grupos de convertidores aparecen, como bien se ha indicado anteriormente: los convertidores de corriente continua a corriente continua o reguladores, los convertidores de corriente alterna a corriente continua o rectificadores, los convertidores de corriente continua a corriente alterna o inversores o los convertidores de corriente alterna a corriente alterna.

2.1.1. Convertidores DC/DC

Los reguladores son convertidores que a partir de una tensión continua genera otra tensión continua cuyo valor puede ser regulado o no. Dependiendo de control de la tensión o de la corriente de salida, las fuentes de alimentación pueden ser reguladas, si se incluye lazo de realimentación cerrado para mantener la tensión o corriente de salida constante a cualquier carga o tensión de entrada, o no reguladas, si la tensión o corriente de salida depende de la carga y de la tensión de entrada.

En cuanto a su principio de funcionamiento pueden ser fuentes lineales, que basan su tecnología en la introducción de elementos sobre los que recaen una caída de tensión que varía, o conmutadas (SMPS o *Switching Mode Power Supply*), en cuyo caso los semiconductores introducidos bloquean de forma periódica la tensión que se aplica al convertidor.

La figura 2.1 muestra un circuito de un convertidor buck simple, un tipo de SMPS, con sus componentes básicos y las tensiones y corrientes que aparecen en el circuito.

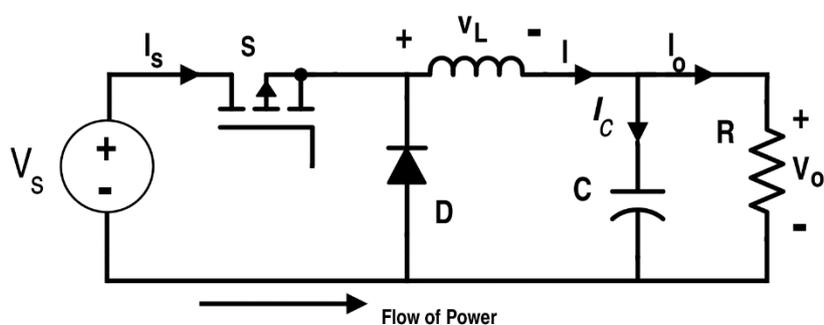


Figura 2.1: Esquemático de un convertidor buck simple (SMPS)

Las principales diferencias entre las fuentes lineales y conmutadas residen en que las lineales son más fáciles de diseñar, son más sencillas al ser su número de componentes menor, son más fiables y poseen una buena respuesta dinámica. Sin embargo, las fuentes conmutadas presentan un elevado rendimiento, un tamaño mucho menor debido a su funcionamiento en altas frecuencias y se pueden obtener tensiones mayores, menores o inversas a las introducidas, mientras que en los reguladores lineales las tensiones de salida sólo pueden ser menores. En la actualidad, existen circuitos integrados que nos permiten un uso mucho más sencillo de las fuentes conmutadas.

Sus principales aplicaciones son el control de motores de corriente continua, aplicaciones con baterías o el diseño e implementación de fuentes de alimentación, entre otras cosas.

Los convertidores *buck* utilizados en este proyecto son los denominados POL (*Point Of Load*), que surgen con la necesidad de una reducción de la tensión de salida manteniendo la misma potencia, lo cual implica un aumento de la corriente. Este aumento de corriente tiene serias consecuencias a la hora del diseño de PCB, pues implica una mayor reducción de la tensión convertida, pistas de PCB mayores, mayor consumo de potencia y una eficiencia menor.

Un ejemplo de un sistema de POL viene ilustrado en la figura 2.2. En ella se muestra un sistema alimentado por 48 V y una fuente reductora es la encargada de reducir esa tensión a 6-12 V. Esta tensión es posteriormente distribuida a unos puntos de carga que transforman la tensión obtenida en las tensiones de salida deseadas.

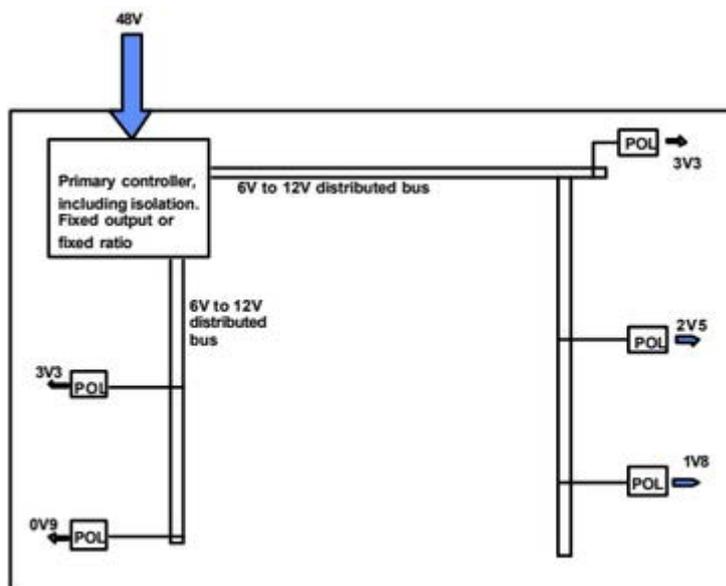


Figura 2.2: Diagrama de bloques mostrando una arquitectura típica de un sistema de punto de carga (POL)

Para evitar estas caídas de voltaje tan elevadas se convierte la energía en dos pasos, habiendo un convertidor principal con una tensión de salida fija y tomando esta tensión, y un convertidor POL, que toma la energía anteriormente convertida y la adapta al nivel de baja tensión requerido, evitando así las grandes caídas de tensión y sus posteriores consecuencias.

2.1.2. Convertidores AC/DC

Los rectificadores son aquellos convertidores que transforman una señal de carácter alterno a corriente continua. Esta conversión de energía es ampliamente utilizada en la industria, ya sea para la realización de una rectificación polifásica o monofásica. Entre sus aplicaciones caben destacar el transporte de energía eléctrica en líneas de corta distancia y en líneas de larga distancia en países como Rusia, Estados Unidos, China, etc. debido a las inductancias y a las capacitancias en las líneas, para control de motores de corriente continua o para alimentación de circuitos electrónicos, entre otros usos.

Atendiendo al semiciclo aprovechado, estos convertidores se pueden clasificar de dos formas: en rectificadores de media onda (*half-wave rectifier*) o de onda completa (*full-wave rectifier*), cuyo circuito típico es mostrado en la figura 2.4.

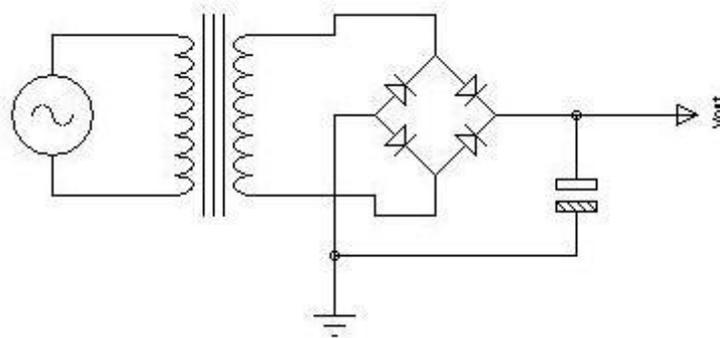


Figura 2.3: Convertidor AC/DC de onda completa

Por otra parte, dependiendo del control sobre los semiconductores que actúan en la conversión de la señal se puede distinguir entre rectificadores no controlados, en los que todos los semiconductores son diodos, rectificadores semicontrolados, en los cuales la mitad de los semiconductores empleados son diodos y la otra mitad son tiristores, y los rectificadores totalmente controlados, en el que todos los elementos empleados son tiristores.

2.1.3. Convertidores DC/AC

Los inversores (del inglés *inverters*) u onduladores (del francés *ondulateurs*) permiten obtener corriente alterna a partir de corriente continua con la forma de onda y la frecuencia deseada. Podemos distinguir entre inversores monofásicos (*push-pull*, *half-bridge* y *full bridge*) y convertidores polifásicos.

La figura 2.4 muestra el esquema de un inversor *full-bridge* con una carga de tipo resistivo y unos interruptores genéricos.

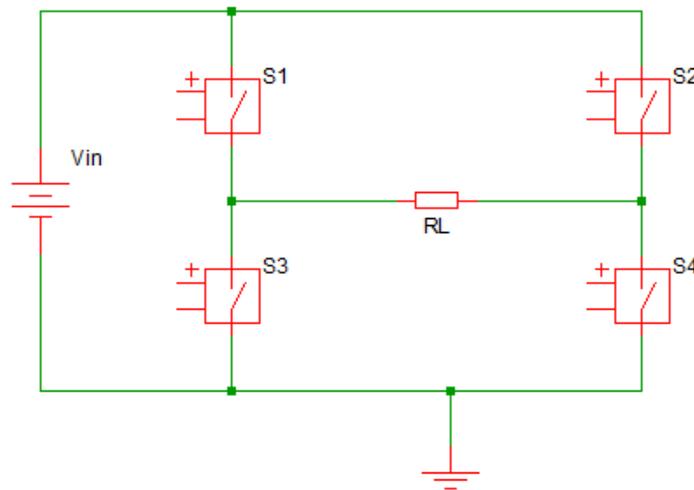


Figura 2.4: Inversor de puente completo con interruptores genéricos y carga resistiva

Se utilizan principalmente en control de velocidad de motores síncronos, como los motores utilizados en las locomotoras, maquinaria eléctrica o motores *brushless* (sin escobillas). También son utilizados ampliamente en el ámbito de las energías renovables, como en alimentación desde baterías o en sistemas de alimentación ininterrumpidas (UPS).

En un caso de convertidor ideal, la señal de salida debería ser senoidal. Sin embargo, esto no es así, ya que presentan una serie de armónicos, lo cual es aceptable para señales de media y baja potencia, pero que sin embargo no son válidas en señales de alta potencia, donde la escasa distorsión y la forma de onda senoidal son requeridas.

2.1.4. Convertidores AC/AC

Un convertidor CA/CA puede modificar la amplitud, la forma de onda o la frecuencia de una señal alterna para convertirla en otra señal alterna de distinta amplitud, forma de onda o frecuencia. El termino cicloconvertidor se acuña a la conversión directa de corriente alterna a corriente alterna, sin la inclusión entre medias de una etapa de corriente continua. Para la conversión directa de corriente alterna se puede realizar un control integral o un control por fase. Los semiconductores empleados por excelencia para la conversión de la corriente alterna son los triacs y los tiristores.

El control integral implica dejar pasar o bloquear ciclos o semi ciclos completo de la tensión de entrada. Es un convertidor sencillo de implementar y los semiconductores no tienen que ser especialmente veloces. Su principal inconveniente es que la carga debe tener una inercia suficientemente grande para evitar un rizado excesivo.

Por otro lado, en el control por fase, la carga recibe una tensión eficaz controlada por el ángulo de disparo de los tiristores. Estos se pueden clasificar en convertidores monofásicos o polifásicos y, dentro de cada uno de estas categorías, se dividen a su vez, dependiendo del control, en convertidores de media onda o unidireccionales o de onda completa o bidireccionales.

2.2. Desarrollo de la tecnología DC/DC

Como se ha indicado en el apartado anterior, los convertidores CC/CC o reguladores generan una tensión continua a partir de otra tensión constante. Dependiendo del principio de funcionamiento, podrían ser fuentes lineales o fuentes conmutadas. En este apartado se va a realizar una explicación desde los primeros reguladores lineales a las tendencias modernas dentro del desarrollo de reguladores, pasando por el desarrollo de los convertidores conmutados, categoría en la cual se introducen las fuentes de alimentación objeto de este proyecto.

2.2.1. Reguladores lineales

Estos reguladores transforman una tensión continua de entrada en otra continua de salida, siendo esta menor que la tensión entrante en el regulador. Estos elementos basan su tecnología en elementos activos (como por ejemplo transistores) o elementos pasivos (diodos zéner, resistencias, etc.). Dentro de los reguladores lineales podemos distinguir entre reguladores serie y reguladores paralelos.

Los reguladores paralelos son los reguladores más antiguos. Se trata de un regulador en paralelo con la carga, como su propio nombre indica, y la resistencia del regulador se modifica para variar la caída de tensión en la carga y mantener una tensión de salida constante. En el peor de los casos, la corriente de salida no circula por la carga y se produce cuando la resistencia regulada es prácticamente nula, por tanto, su rendimiento es nulo. El mejor de los casos se da cuando la resistencia regulada tiende a infinito, en cuyo caso el rendimiento sería del 100%. Este tipo de convertidores son muy sencillos, con un número de componentes mínimo y son robustos. Sin embargo, su rendimiento es bastante menor que otro tipo de reguladores como los reguladores lineales serie o los conmutados. En la siguiente imagen se ilustra un esquema típico de un convertidor lineal paralelo regulado con un diodo zéner.

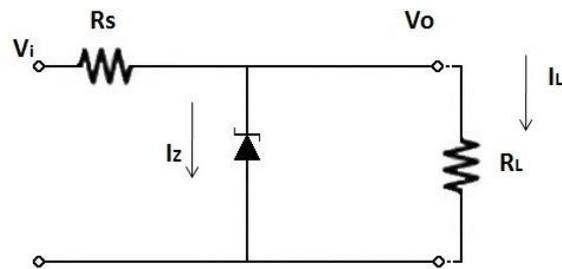


Figura 2.5: Regulador lineal paralelo con diodo zéner

Por otro lado, están los reguladores lineales serie, que son los utilizados en un amplio número de aplicaciones, pues se han desarrollado circuitos integrados de uso muy simple que hacen que utilizar un regulador sea trivial. El rendimiento del regulador serie es mayor o igual que el rendimiento del regulador paralelo en todos los casos. Un ejemplo comercial de estos reguladores serie es la familia de reguladores integrados 78xx, cuyo empaquetado y patillaje viene a continuación mostrado en la figura.

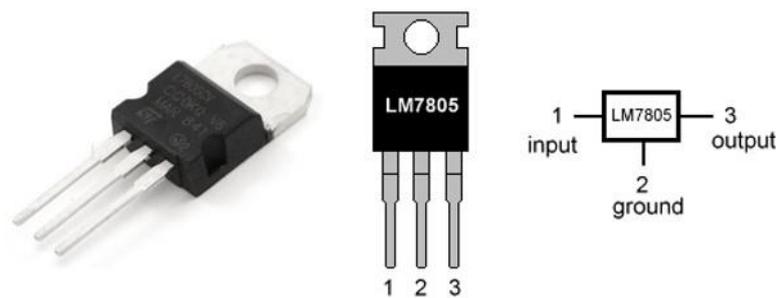


Figura 2.6: Regulador integrado LM7805

Los reguladores lineales incluyen unos condensadores de entrada y de salida, cuyos valores se eligen según la recomendación del fabricante. El condensador de entrada protege frente al ruido introducido en la línea de alimentación, protege frente a caídas debidas a pulsos de corriente y protege a la línea de alimentación del ruido generado por el propio convertidor. Por otro lado, el condensador de salida tiene como misión mejorar la respuesta ante el transitorio en la carga.

Estas fuentes han sido de gran utilidad hasta hace algunos años. Actualmente se utilizan en fuentes de alimentación de laboratorio, por ejemplo. Pero con el incremento del uso de las baterías en los últimos años su uso ha ido decreciendo debido a su rendimiento (disipan una gran cantidad de calor), su estabilidad y la dificultad para integrar transistores en circuitos integrados reguladores.

Aparecen aquí los reguladores de baja caída de tensión o regulador LDO, que mejoran algunas de las características de los reguladores anteriormente mencionados, pero no son una solución para todo. No son siempre necesarios y son más caros y requieren componentes adicionales. También son más inestables y tienen malas características dinámicas.

2.2.2. Reguladores conmutados

En estos reguladores, aparecen semiconductores que funcionan como interruptores y, por tanto, las pérdidas son bajas (menores que los reguladores lineales). Su frecuencia de trabajo es elevada, los semiconductores trabajan a altas frecuencias y esto permite la miniaturización de estos convertidores.

Aparecen varias clasificaciones de estos convertidores. Dependiendo del aislamiento pueden ser sin aislamiento o con aislamiento galvánico (utilizando un transformador). Se puede clasificar también por estrategia de control, pues el semiconductor se puede controlar por modulación de ancho de pulso o PWM, por variación de frecuencia o por un híbrido de las dos, donde, si se trabaja con carga ligera, se aplicará una estrategia de frecuencia variable mientras que si la carga es nominal el control es mediante PWM. El método de frecuencia variable es más eficiente que el de modulación de ancho de pulso, pero es más sencillo diseñar un filtro de salida para PWM, dado que su frecuencia es fija.

El convertidor reductor es el convertidor en el que se centra este proyecto. También llamado *buck converter*, este regulador conmutado recibe una tensión constante en la entrada y produce una menor o igual en la salida. El *buck converter* más sencillo no tiene aislamiento, dispone un único semiconductor que actúa como interruptor y se controla por PWM. Dispone a la salida de un filtro LC de segundo orden y, debido a que la bobina es reacia a los cortes de corriente, es necesaria la introducción de un diodo de libre circulación, que debido a la alta frecuencia de trabajo del convertidor deberá ser de los tipos rápido, ultrarrápido o Schottky. La siguiente imagen muestra

un convertidor *buck* sencillo con los elementos anteriormente indicados, así como las tensiones y corrientes más significativas que aparecen en este convertidor.

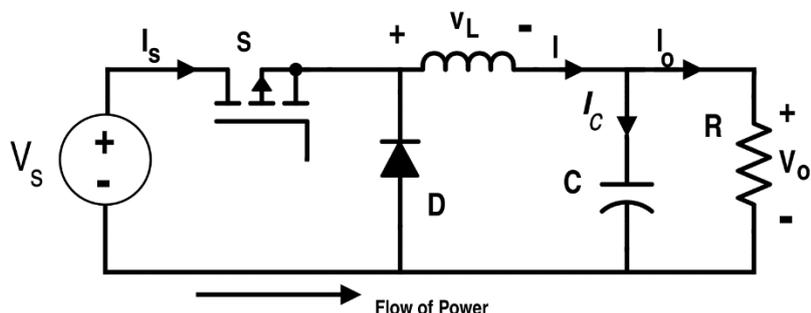


Figura 2.7: Esquemático de un convertidor buck simple

Estos convertidores, al igual que los otros que se explicarán a continuación, presentan dos modos de funcionamiento: Modo de Conducción Continuo (MCC), que se da cuando en ningún momento del funcionamiento del convertidor la corriente que circula a la salida del convertidor es nula, o Modo de Conducción Discontinuo (MCD), que se da cuando existe un tiempo en el intervalo de funcionamiento del regulador en el cual la corriente de salida se anula.

Cabe destacar que, como objeto del proyecto, existe un tipo de *buck converter* denominado síncrono. Este tipo de regulador se diferencia del anteriormente mencionado en que sustituye el diodo de libre circulación por un MOSFET. Esta configuración aumenta considerablemente el rendimiento de la fuente y son muy útiles en aplicaciones de baja tensión de salida, como en la alimentación de microprocesadores o FPGAs. Sin embargo, requieren de un circuito de control adicional.

Una imagen de un circuito *buck* síncrono básico, sin esquema de control adicional y con interruptores genéricos se muestra a continuación en la figura 2.8.

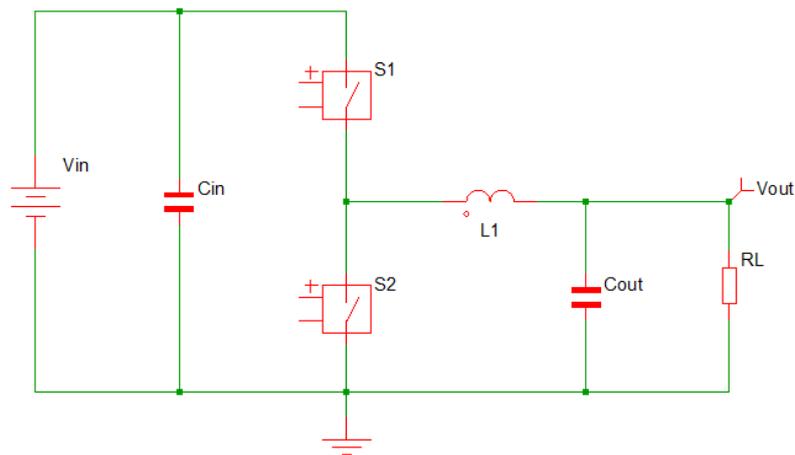


Figura 2.8: Esquemático de un buck síncrono genérico

Además del *buck converter* encontramos el convertidor elevador (*boost*) y el convertidor reductor-elevador (*buck-boost*). Al igual que el convertidor reductor, no tienen aislamiento, un único semiconductor realiza las tareas de interrupción, se controlan por PWM y tienen tanto modo de conducción continuo y discontinuo. Los componentes utilizados tampoco varían respecto al *buck converter*, sólo varían sus respectivas distribuciones de los mismos. A diferencia del *buck converter*, el *boost converter* recibe una tensión de entrada constante y produce una tensión de salida igual o mayor. Por otro lado, el convertidor reductor-elevador ofrece una tensión de salida bien positiva bien negativa, pero con un valor negativo de la misma.

Caben destacar otro tipo de convertidores conmutados como son los convertidores SEPIC y CUK, cuya diferencia con los anteriores convertidores está en que introducen una inductancia en serie con la entrada para que la corriente de entrada del convertidor sea continua, lo cual es beneficioso para otros equipos conectados a la misma fuente de entrada al introducir menos ruido en ésta y reducir el valor instantáneo de la corriente de entrada al convertidor.

Encontramos por otra parte los convertidores con aislamiento, que quiere decir que existe aislamiento galvánico entre la fuente de entrada y la salida. El disponer de salidas aisladas puede ser ventajoso respecto a la compatibilidad electromagnética y el cableado de sistemas complejos, además de la introducción de un grado de libertad extra con la introducción del componente magnético que permite manejar diferencias grandes entre la tensión de entrada y la de salida.

2.2.3. Tendencias modernas

La tecnología de conversión DC/DC ha ido evolucionando a lo largo de los años, y las últimas tendencias en construcción de reguladores conmutados ha ido en pro de la búsqueda de la eficiencia y de un tamaño más reducido. Algunas de las tendencias más importantes son el aumento de la frecuencia de conmutación, el aumento de la densidad energética y el *envelope tracking* y la radiofrecuencia, entre otras cosas.

- Aumento de la frecuencia: existe una tendencia a desarrollar convertidores DC/DC a una frecuencia cada vez más elevada para una reducción del tamaño de los componentes del filtro de salida del regulador, es decir, del condensador y del inductor de salida. Al igual que el tamaño del inductor y de los capacitores del filtro de salida es inversamente proporcional a la frecuencia de conmutación, el almacenamiento de energía es directamente proporcional a la misma, es decir, por una cantidad fija de energía de almacenamiento de un inductor, doblando la frecuencia de conmutación el tamaño de la bobina se reduce a la mitad. Esto, por otra parte, implica una reducción del tamaño del convertidor manteniendo la misma potencia que entrega la fuente conmutada, por lo que podemos hablar de un aumento de la densidad energética, explicada con más detalle a continuación.

Sin embargo, el aumento de la frecuencia de conmutación del convertidor presenta también una serie de desventajas: la disminución de tamaño provocada por el este aumento implica la aparición de emisión de ruido de radiofrecuencia que implica una compensación de compatibilidad electromagnética o EMC que limita la frecuencia de conmutación práctica a alrededor de unos 500 kHz, pudiendo ser mayor, pero con especiales cuidados a la hora del diseño y de la implementación de la PCB. No sólo en el filtro de salida se producen pérdidas debido a las elevadas frecuencias de conmutación, pues los elementos semiconductores presentan también pérdidas.

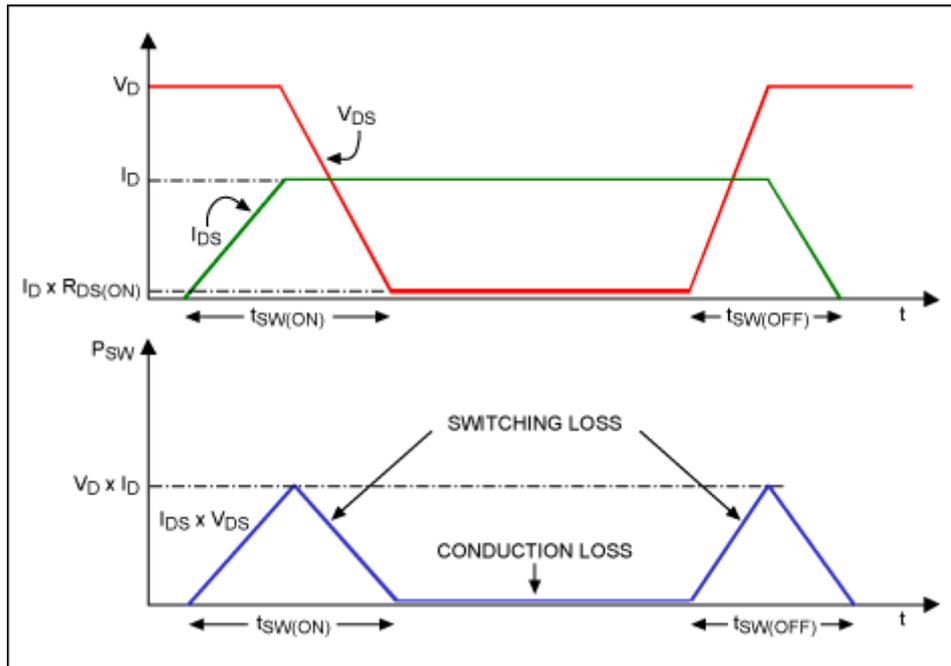


Figura 2.9: Gráfico de pérdidas de un MOSFET

Como bien muestra la gráfica anterior, la figura 2.9, si bien las pérdidas en conducción son mínimas, las pérdidas producidas en el cambio de estado saturación-corte son mucho más significativas y estas serán mayores cuanto mayor sea la frecuencia a la que estos cambios se producen.

- Aumento de la densidad energética: se puede definir la densidad energética como la relación entre la potencia máxima de salida y el volumen del convertidor. Desde la década de 1950, la densidad energética de los convertidores ha crecido linealmente. Presenta una tendencia similar a denominada ley de Moore, que indica que se dobla el número de componentes cada dos años, pero esta predice el aumento de un orden de magnitud de densidad energética cada década. Según las predicciones, en 2020 un convertidor de potencia industrial presentará una densidad energética del orden de $10\text{MW}/\text{m}^3$, es decir, un convertidor de $0,001\text{ m}^3$ de volumen será capaz de generar una potencia de salida de 10 kW. Sin embargo, se deberán conseguir una serie de mejoras para conseguir alcanzar estos objetivos.

Esta tendencia se muestra a continuación en la figura 2.10, que marca la tendencia de la densidad energética en los convertidores en general, tanto a

nivel de investigación como a nivel industrial, y la proyección del crecimiento de dicha densidad energética (en kVA/dm³) en los próximos años.

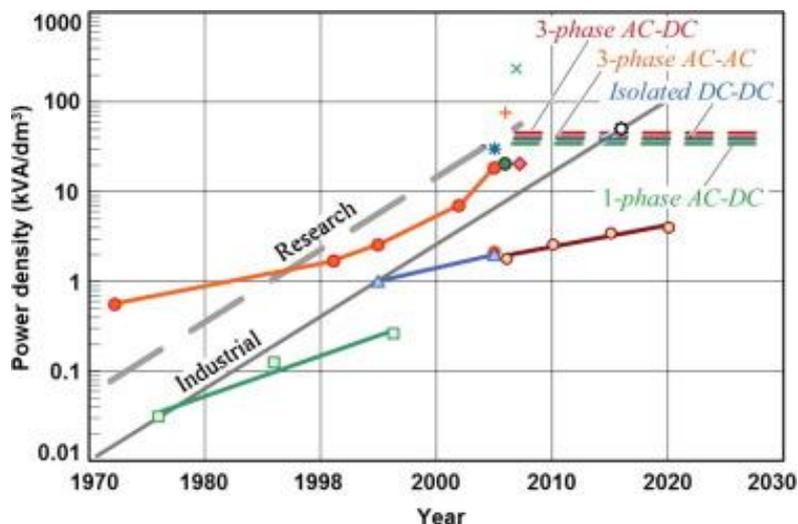


Figura 2.10: Gráfico de la evolución de la densidad energética

Para conseguir un aumento de esta densidad energética, es necesario reducir las pérdidas en los elementos semiconductores, por tanto, es necesario alcanzar un compromiso entre la frecuencia de conmutación del convertidor y el tamaño del mismo y del disipador de calor para conseguir la máxima densidad energética, así como el desarrollo y la introducción de nuevos materiales para dichos semiconductores.

- *Envelope tracking*: es una tecnología desarrollada en la década de 1930 para solucionar el problema de la eficiencia de los equipos de emisión de radiofrecuencia de muy elevada potencia. Esta técnica cayó en desuso y no fue hasta la década de 1990 cuando se retomó gracias al desarrollo de la tecnología 3G. Esta tecnología consiste en la variación de la amplitud de la señal para la modulación y para ello es necesario que el amplificador sea de gran eficiencia para evitar una distorsión en la señal. El papel de los convertidores DC/DC en el desarrollo de los amplificadores de elevada potencia es fundamental, pues requieren convertidores de potencia DC/DC muy rápidos para proporcionar un suministro de voltaje variable al amplificador de potencia, pero la eficiencia debe ser mucho mayor que el uso de los amplificadores tradicionales pertenecientes a las clases A, B o AB.

Ahora mismo, su uso es muy elevado en telefonía móvil y en estaciones de emisión de telecomunicaciones.

La figura 2.11 muestra claramente el funcionamiento de esta tecnología: como, alimentando la emisión de la señal con una fuente de alimentación fija se produce una pérdida de energía disipada en forma de calor que implica un rendimiento variable y bajo, mientras que con la técnica de envelope tracking esta fuente de alimentación se adapta en todo momento a la señal emitida, mientras que la energía emitida en forma de calor es la mínima posible y, por tanto, su rendimiento es elevado.

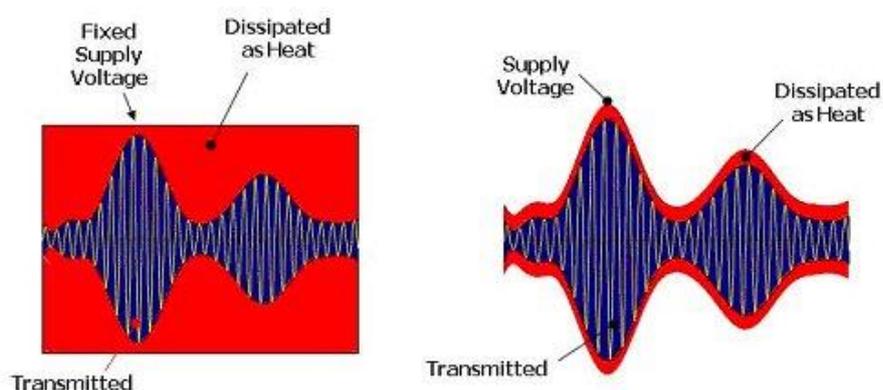


Figura 2.11: Diferencia entre la alimentación continua para la transmisión de una señal vs. envelope tracking

2.3. Tecnologías de transistores

El transistor es el semiconductor más utilizado en la electrónica. Son dispositivos de estado sólido que bien se utilizan en el procesamiento de señal (por ejemplo, amplificación) o en un circuito de conmutación electrónica. En electrónica de potencia, los transistores son semiconductores utilizados para la conmutación, siendo usados para operar en la zona de saturación. Funcionan como interruptores debido a sus características de encendido y apagado, produciendo una pequeña caída de tensión cuando se encuentran en estado de circuito cerrado. Se utilizan ampliamente en convertidores DC/DC y DC/AC debido entre otras cosas a su velocidad de conmutación respecto a otros semiconductores como los tiristores. Sin embargo, en

otras características como tensión e intensidad no son tan elevadas como los tiristores por lo que son utilizados ampliamente en aplicaciones de mediana y baja potencia.

2.3.1. Transistores Bipolares de Unión

Los Transistores Bipolares de Unión o BJT son dispositivos de tres terminales, denominados base (B), colector (C) y emisor (E), que controlan la corriente que circula por sus terminales. Presentan tres capas insertadas en un cristal de silicio o de germanio (capas N o capas P). Atendiendo a su construcción pueden ser NPN o PNP. En la siguiente imagen se puede observar los símbolos de los transistores BJT dependiendo de si ese PNP o NPN.

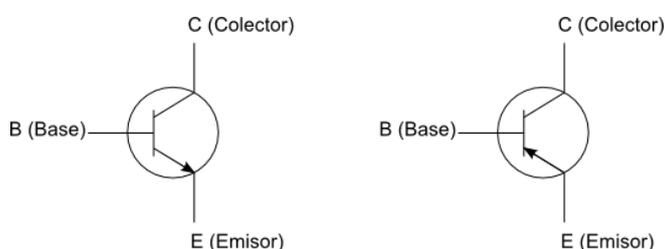


Figura 2.12: Símbolos de los transistores NPN y PNP

El transistor bipolar presenta tres zonas de funcionamiento: la región de corte, región de saturación y región de activa:

- En la región de corte el transistor funciona como un interruptor abierto, es decir, no circula ningún tipo de corriente por él.
- En la zona de funcionamiento de activa, el transistor realiza la función de amplificación, en el que una corriente de base es amplificada una cierta cantidad determinada por los parámetros del transistor (beta). A mayor corriente de base, menor caída de tensión habrá entre los terminales colector y emisor.
- En la zona de saturación, la corriente de base es la suficiente como para que la tensión voltaje-emisor sea baja. Su funcionamiento es como el de un interruptor y es la configuración empleada para conmutación en convertidores.

Estos transistores se caracterizan por ser controlados por corriente. Fue el primer transistor, desarrollado en 1947 en los laboratorios Bell por los físicos John Bardeen and Walter Brattain, y supuso el reemplazamiento de las válvulas de vacío, dando comienzo a la revolución en el mundo de la electrónica. Estos elementos fueron fundamentales en la creación de circuitos integrados y de los primeros procesadores. Como se ha apuntado anteriormente, los transistores de unión bipolar realizan tanto funciones de amplificación como de conmutación. Presentan ventajas como su alta ganancia en un amplio ancho de banda, presentan una buena respuesta en altas frecuencias, su densidad de corriente es alta y su caída de tensión en conducción es muy baja. Sin embargo, estos semiconductores han sido reemplazados por otros dispositivos con mejores características, mejorando por ejemplo defectos del BJT como el ruido que producen, su baja estabilidad térmica, su baja frecuencia de conmutación o el complejo manejo del control de la base, entre otras cosas.

2.3.2. Transistores de efecto campo

Los transistores MOSFET son unos dispositivos semiconductores que presentan tres terminales denominados drenador o *drain*, puerta o *gate* y fuente o *source*. De estos, la puerta está aislada del resto de terminales por una fina capa de óxido. Dependiendo de su tecnología, pueden ser de canal p o de canal n (PMOS/NMOS). En la siguiente figura (figura 2.13) se describe la simbología de un MOSFET y un esquema simple de su construcción.

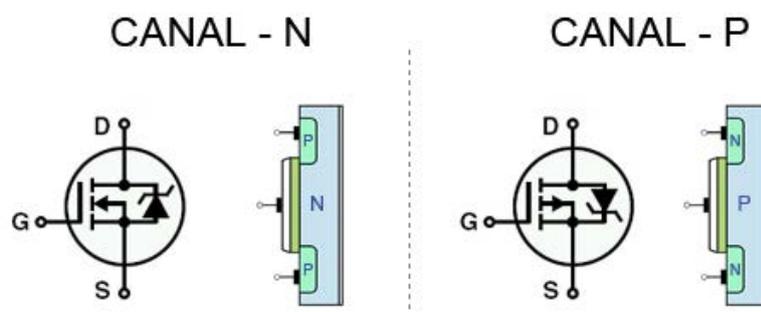


Figura 2.13: Símbolo y construcción de un MOSFET

Es un tipo de transistor que, al igual que los transistores bipolares de unión, se utiliza para conmutar cargas o amplificar una señal, cuya diferencia con los anteriormente mencionados reside en el control por tensión en la puerta lugar de corriente. Al igual que los BJT, los transistores MOSFET presentan tres zonas de funcionamiento:

- Zona de corte: el transistor entra en corte cuando la tensión aplicada entre la puerta y la fuente no supera el umbral marcado por cada transistor. El dispositivo no permite el paso de la corriente y su comportamiento se asimila al de un interruptor abierto.
- Zona óhmica: es la zona lineal en la que el MOSFET recibe una tensión entre la puerta y la fuente mayor que la tensión umbral, pero la tensión entre drenador y fuente es menor a la diferencia entre puerta y fuente y la tensión umbral. Aparece un canal de conducción, dando lugar a una corriente, regulada por el transistor que se comporta como una resistencia lineal controlada por la tensión que se le aplica a la puerta.
- Zona de saturación: el transistor entra en esta zona cuando la tensión que aparece entre el drenador y la fuente supera el límite marcado por la diferencia de la tensión de puerta y fuente y la tensión umbral. La corriente circula ininterrumpidamente entre el drenador y la fuente, pero esta es ya independiente de la diferencia de tensión aplicada entre estos dos terminales.

Es actualmente el transistor más utilizado debido a su alta frecuencia de conmutación, lo que permite, entre otras cosas, la miniaturización soportando elevadas tensiones y corrientes (conmutación del orden de nanosegundos). Presenta otras ventajas respecto a los transistores BJT como son su reducido tamaño, su robustez frente al ruido, su consumo es menor, etc. Presentan defectos como su sensibilidad a la carga electrostática.

Estas ventajas (alta frecuencia de conmutación, elevadas tensiones y corrientes, etc.) los hacen ideales para su uso en temas de conversión de energía y, concretamente, de convertidores DC/DC de media-baja potencia.

2.3.3. Transistor bipolar de puerta aislada

El transistor IGBT es un semiconductor ampliamente utilizado en la electrónica de potencia como conmutador o interruptor en convertidores. Este dispositivo presenta una mezcla de características del transistor bipolar con las del MOSFET, pues su construcción mezcla un transistor de efecto de campo con BJT en configuración Darlington. Presenta tres terminales: puerta o *gate*, emisor o *emitter* y colector o *collector*. Así, las características de puerta del IGBT son similares a las de un transistor MOSFET mientras que posee colector y emisor al igual que un transistor bipolar. La figura 2.14 ilustra el símbolo esquemático de un IGBT y sus terminales.

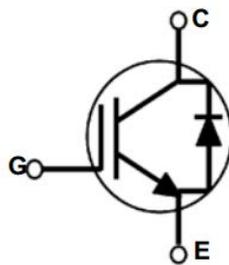


Figura 2.14: Símbolo de un IGBT

Por tanto, se puede afirmar que el control del IGBT se realiza mediante la aplicación de tensión en la puerta y añade las características de baja tensión de saturación y la capacidad para soportar elevadas corrientes.

Estos transistores presentan unas frecuencias de conmutación que rondan los 100 kHz, significativamente menor que un MOSFET, capaz de conmutar a frecuencias superiores a los 200 kHz. Sin embargo, los IGBT presentan un mejor comportamiento en aplicaciones de alta tensión y tienen mejor respuesta ante altas temperaturas y potencias elevadas. Por tanto, dependiendo de estos parámetros, se utilizarán bien MOSFET bien IGBT para las aplicaciones de conmutación.

Se utilizan en aplicaciones de elevada potencia, como, por ejemplo, para el accionamiento de motores de vehículos de propulsión eléctrica, fuentes de alimentación o inversores solares, entre otras aplicaciones.

2.3.4. Transistores de nitruro de galio

El desarrollo de nuevos materiales es esencial para el desarrollo de la electrónica y alcanzar así los objetivos y las previsiones de los próximos años. Como se ha explicado anteriormente, uno de los principales problemas a la hora del desarrollo de convertidores es la pérdida energética en la conmutación de los transistores, fundamentales para la mejora de equipos de potencia. El problema reside en que el aumento de la frecuencia de conmutación que implica la creciente tendencia de la miniaturización de dispositivos conlleva un significativo aumento de las pérdidas durante la conmutación de los transistores.

Es aquí donde es necesario la introducción de nuevos materiales, como el nitruro de galio o GaN. El nitruro de galio es uno de los materiales elegidos para tomar el relevo de los dispositivos de electrónica de potencia basados en el silicio. Presenta unas mejores características que resultan fundamentales para el desarrollo de estos dispositivos, como son:

- Alta resistencia dieléctrica
- Alta temperatura de funcionamiento
- Alta densidad de corriente
- Conmutación a muy altas velocidades
- Baja resistencia de encendido.

Esto es posible gracias a que el nitruro de galio ofrece, frente a los materiales basados en silicio, diez veces más características de ruptura eléctrica, tres veces el límite de banda y una movilidad excepcional del portador.

Como consecuencia de la aparición del nitruro de galio y otros materiales que superan las limitaciones del silicio, aparecen nuevos tipos de transistores, como los transistores de alta movilidad de electrones o HEMT. Estos transistores son un tipo de transistores de efecto campo que ofrecen unas características de funcionamiento estupendas cuando la conmutación se produce a frecuencias del orden de microondas.

La siguiente figura (figura 2.15) retrata un esquema simplificado de la estructura típica de un transistor HEMT de nitruro de Galio.

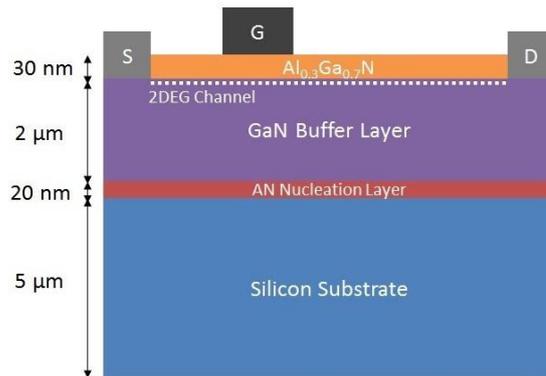


Figura 2.15: Estructura simplificada de un HEMT de GaN

Estos transistores comenzaron a utilizarse en la década de 1980 en el campo de las telecomunicaciones y es ahora cuando se ha reducido su coste y con la introducción de materiales como el nitruro de galio o el arseniuro de galio (GaAs) cuando se está expandiendo su uso. Fue solo cuando se fabricaron los primeros dispositivos que se descubrió que tenían una gran respuesta ante un muy bajo ruido. Como resultado de su rendimiento de ruido, son ampliamente utilizados en amplificadores de baja señal de bajo ruido, amplificadores de potencia, osciladores, en la telefonía móvil o el desarrollo de convertidores de potencia. Se prevé que en última instancia los dispositivos serán ampliamente utilizados para diseños en los que las frecuencias de funcionamiento puedan alcanzar los 100 GHz.

Un desarrollo posterior de HEMT se conoce como PHEMT. Los PHEMT, los transistores Pseudomorfos de alta movilidad de electrones se utilizan ampliamente en comunicaciones inalámbricas y aplicaciones LNA. Los transistores PHEMT encuentran una amplia aceptación en el mercado debido a su alta potencia, eficiencias añadidas y excelentes cifras de bajo ruido y rendimiento. Como resultado, los PHEMT se utilizan ampliamente en los sistemas de comunicación por satélite, así como en sistemas de radiocomunicaciones por radar y microondas.

2.4. Tecnología de los condensadores

Los condensadores son elementos pasivos de gran importancia dentro de la electrónica de potencia y, más concretamente, en el campo de los reguladores. Son

fundamentales a la hora de diseñar el convertidor, pues afecta a su funcionamiento de manera drástica y por ello es necesario una buena elección.

El valor eficaz de la corriente que circula por el condensador es uno de los factores que tiene una mayor influencia en cuanto al comportamiento del condensador y, por tanto del convertidor, pero encontramos otros parámetros fundamentales para realizar un diseño que se ajuste a las condiciones especificadas, como son la frecuencia de conmutación del convertidor, las tensiones de entrada y de salida del mismo, el ciclo de trabajo, la corriente de salida del regulador, la inductancia del filtro de salida y la topología del convertidor.

Cabe destacar que los condensadores no son ideales, y presentan una serie de pérdidas debidas a efectos parásitos, representadas en las resistencias parásitas (R_{ESR} y resistencia de fugas) y las inductancias parásitas (ESL). Estas pérdidas afectan al rendimiento y, por tanto, a la eficiencia del regulador, por lo que es fundamental la elección adecuada del condensador según las especificaciones de diseño, buscando a su vez el compromiso con otros factores como el coste. La siguiente figura muestra el modelo real de un condensador, con sus efectos parásitos inductivos y resistivos.

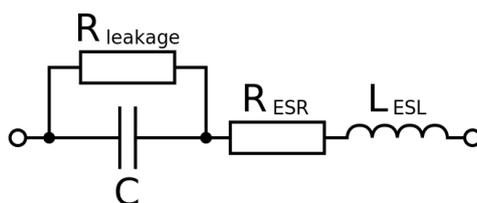


Figura 2.16: Modelo real de un condensador

Un amplio catálogo de estos elementos pasivos existe actualmente en el mercado, de los cuales se van a tratar los capacitores electrolíticos (a destacar los de aluminio y tántalo), los cerámicos y los plásticos o de película.

2.4.1. Condensadores electrolíticos de aluminio

Estos condensadores se utilizan como capacitancias de salida para evitar una caída drástica de tensión cuando existen periodos en los que la tensión es inexistente, lo cual es importante en aplicaciones de conmutación donde, dependiendo del ciclo de

trabajo, la corriente que circula por este tipo de condensadores es cero durante un determinado tiempo.

Sus principales ventajas son su precio económico, el enorme número de fabricantes que venden este tipo de condensadores y que tiene un pequeño tamaño para soldadura superficial. Por otro lado, presentan unas resistencias e inductancias parásitas elevadas comparadas con otros tipos, y, por consiguiente, sólo se utilizan en aplicaciones de baja frecuencia. Además, tienen una vida muy limitada debido a su tendencia al desgaste y al cambio continuo de la capacitancia, la tensión y de la ESR con la temperatura. Su tolerancia a vibraciones o a movimientos bruscos puede provocar fallos. Un ejemplo de la forma que presentan estos condensadores se muestra en la figura 2.17.



Figura 2.17: Condensadores electrolíticos de aluminio

Su fabricación consiste en una lámina grabada con electrolito líquido que posteriormente se coloca en su encapsulado con un sello o ventilación. Son ampliamente utilizados en SMPS que requieren de altas tensiones y capacidades.

2.4.2. Condensadores electrolíticos de tántalo

Los condensadores de tántalo presentan un gran ratio capacitancia por unidad de volumen y, al igual que en el caso anterior, está disponible en pequeños tamaños. Su fabricación consiste en un ánodo de tántalo presionado sobre un pequeño hilo del mismo material sobre el que crece un óxido en su superficie (por ejemplo, MnO_2). A continuación, el cátodo se forma mediante inmersión y conversión mediante calor y, por último, se recubren de *epoxy*.

En la siguiente figura se muestra un ejemplo de la composición de este tipo de condensadores.

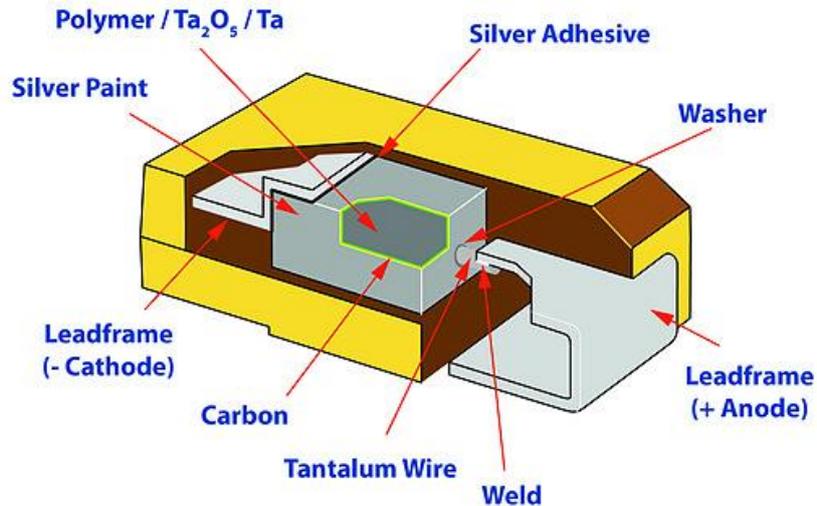


Figura 2.18: Estructura de un condensador de tantalum

Entre sus ventajas cabe destacar la anteriormente mencionada relación volumen-capacitancia, presenta unas ESL pequeñas (menores de 3 nH) y unas ESR medias (valores entre 10 y 50 m Ω). Son ampliamente vendidos por los proveedores y sus hojas de características son muy completas con mucha información para diseño.

Por el contrario, estos capacitores presentan desventajas como su bajo rango de tensión de funcionamiento, son considerablemente más caros que los de aluminio y son limitados ante cambios bruscos y repentinos de corriente, pudiendo provocar explosiones. Por último, presenta un rendimiento bastante pobre cuando se incluye este tipo de condensadores en aplicaciones de alta frecuencia.

2.4.3. Condensadores cerámicos

Los condensadores cerámicos son utilizados en funciones de *bypassing* y desacoplo. Un condensador de *bypass* es aquel que almacena una carga durante una caída momentánea de tensión debida, principalmente, a un fenómeno de conmutación. Por su parte, los condensadores de desacoplo tratan de mantener lo más baja posible la

inductancia de la línea. Se fabrican mediante la alternancia de capas de electrodos y materiales dieléctricos cerámicos

Son componentes muy económicos y que se venden de diferentes tamaños por un gran número de proveedores. Son muy fiables y presentan una tolerancia muy fuerte ante cambios bruscos de tensión. No presentan polaridad y, a diferencia de otros tipos de condensadores, presentan unas pérdidas parásitas bastante bajas (Bajas resistencias e inductancias parásitas).

Por otra parte, su capacitancia es limitada, tienen una tendencia fuerte a la ruptura al doblar la PCB, tiende a reducir sus valores de capacitancia y tensión con la temperatura y no suelen ser estables como capacitores de salida en fuentes de alimentación conmutadas, ya que otros condensadores cubren mejor esta funcionalidad.

En la figura 2.19 se muestra la forma de un condensador cerámico típico.

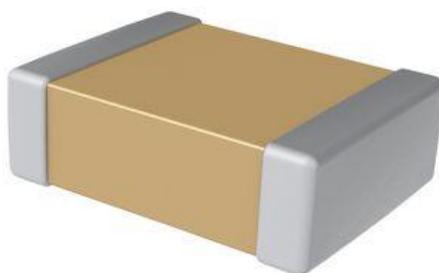


Figura 2.19: Condensador cerámico

2.4.4. Condensadores plásticos o de película

Estos condensadores presentan un proceso de fabricación muy parecido a los anteriormente mencionados condensadores de tántalo. Éste consiste en la presión de un ánodo de tántalo alrededor de un hilo del mismo material, y en cuya superficie se desarrolla una capa de óxido. La diferencia con el proceso anterior reside en la inmersión del cátodo de tántalo dentro de un monómero y se deja reposar en un espacio a alta temperatura. Por último, se encapsula con *epoxy*.

Como el proceso es similar a los capacitores de tántalo, presenta características comunes como su alta capacitancia por unidad de volumen, pero mejora otras características como un mayor rango de entrada de tensión (permite la entrada de mayores niveles de rizado), presentan ESR menores y su capacitancia sólo se ve

alterada cuando se alcanzan frecuencias que superan los MHz, por lo que son componentes ideales para su inclusión en SMPS. Su rendimiento, comparado con los capacitores electrolíticos de aluminio, es considerablemente mayor en un menor volumen y presentan una alternativa real a los condensadores de tántalo.

Por otra parte, su precio es mucho más elevado que los condensadores anteriormente mencionados, su capacidad ante los picos de sobretensión dependen de su estructura química y cada proveedor tiende a su fabricación de maneras diferentes, por lo que los parámetros varían entre este tipo de condensadores.

2.5. Buenas prácticas en el diseño de circuitos de potencia

Es imprescindible a la hora de diseñar un convertidor de potencia seguir una serie de reglas y tener unas buenas prácticas para un buen funcionamiento del convertidor y obtener así el máximo rendimiento del mismo. Prácticas como elegir los condensadores adecuados, la colocación de los materiales en el *layout*, un buen diseño del filtro de salida o simular el comportamiento del convertidor son etapas importantes incluidas dentro del diseño del mismo.

2.5.1. Inductancias parásitas y conmutación

Es bastante frecuente que, a la hora de diseñar el circuito de potencia, se consideren los componentes que se van a utilizar como componentes ideales e ignorar sus efectos parásitos. Sin embargo, estos efectos parásitos pueden tener un mayor o un menor impacto en el funcionamiento del convertidor. Los efectos parásitos que aparecen en elementos importante del esquemático, como los transistores, los diodos, los inductores y los capacitores, deben ser tenidos en cuenta a la hora de escoger estos componentes para cumplir con los valores especificados del convertidor. Estos efectos parásitos de los elementos nombrados anteriormente vienen ilustrados en la siguiente figura, mostrando por un lado los símbolos ideales de los componentes y, a continuación, los modelos esquemáticos reales de éstos, con sus efectos parásitos.

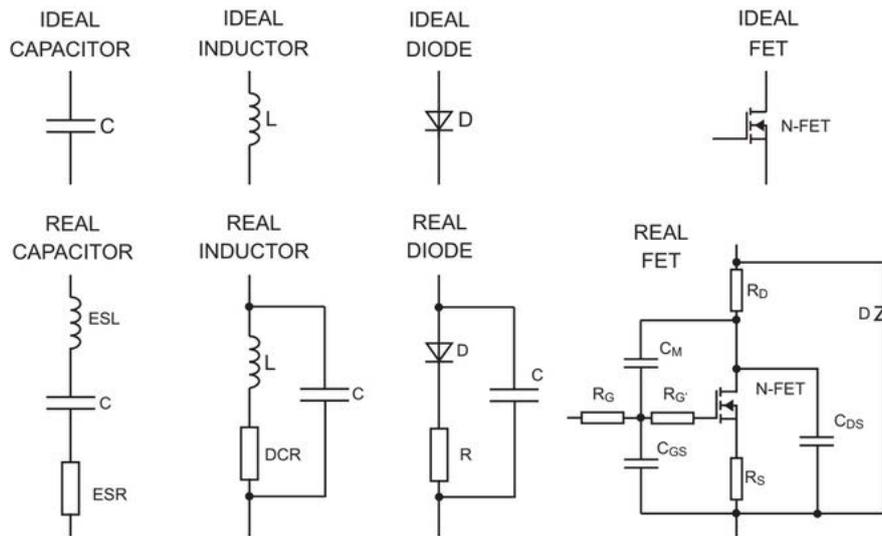


Figura 2.20: Elementos de un convertidor con efectos parásitos

Como se indicó anteriormente, la mayor fuente de pérdidas de un convertidor emana de la conmutación de los transistores, pues son estos los que tienen propiedades no-ideales. Las pérdidas del inductor dependen en gran medida de la elección del material del núcleo y tienen pérdidas operativas derivadas de la disipación de energía en las capacidades de devanado y acoplamiento entre las espiras. Los diodos tienen una capacitancia equivalente paralela que ralentiza su velocidad de conmutación y, por supuesto, la caída de tensión interna hacia adelante. Los condensadores tienen efectos parásitos como la resistencia en serie equivalente (ESR) y la inductancia en serie equivalente (ESL).

Todos estos efectos dependen de la frecuencia, por lo que un inductor puede comportarse como un condensador a altas frecuencias, del mismo modo que un condensador puede comportarse como un inductor. Por lo tanto, es fundamental tener en cuenta estos efectos y seleccionar cuidadosamente tanto los componentes como la frecuencia de conmutación para evitar la aparición de dichos efectos.

2.5.2. Pérdidas en los transistores

En un transistor ideal, la corriente es cero cuando el interruptor está abierto y la pérdida de potencia es cero, porque la tensión de entrada está en corte. Cuando el interruptor está cerrado, la tensión a través de él es cero y la pérdida de potencia también es cero. Un transistor ideal implica cero pérdidas, ofreciendo así una

eficiencia del 100%. Sin embargo, los componentes no son ideales y las pérdidas en los transistores constituyen uno de los mayores problemas a la hora de diseñar un convertidor de potencia.

Los transistores MOSFET, ideales para conmutación a elevadas frecuencias del orden de centenas de kHz, tienen un tiempo de conmutación finito, por lo tanto, las pérdidas de conmutación provienen de las tensiones y corrientes dinámicas que los MOSFET deben manejar durante el tiempo de encendido y apagado. Es importante tener en cuenta la resistencia de encendido de un MOSFET a la hora de su selección, pues dependiendo de la corriente que circule por el interior del semiconductor, sus pérdidas serán mayores o menores, lo que hace que esta resistencia sea un parámetro fundamental a la hora de escoger un transistor. La corriente del inductor también afecta la pérdida de conducción de los MOSFET.

Las pérdidas de la puerta en los MOSFET pueden ser causadas por la energía requerida para cargar la capacitancia de la puerta de los MOSFET, es decir, la carga de puerta en la tensión de compuerta del circuito. Estas son pérdidas de puerta de encendido y apagado. La mayor parte de la potencia está en el controlador de puerta del MOSFET. Las pérdidas del accionamiento de la puerta dependen de la frecuencia y también son función de la capacidad de la puerta de los MOSFET. Al encender y apagar el MOSFET, cuanto mayor sea la frecuencia de conmutación, mayores serán las pérdidas de la compuerta de la compuerta. Esta es otra razón por la cual la eficiencia disminuye a medida que aumenta la frecuencia de conmutación.

2.5.3. Simulación

Uno de los hábitos que se debe adquirir a la hora de diseñar circuitos de potencia es el de simular los resultados antes de enviar a fabricar y montar la PCB. Una vez obtenidos los valores de los componentes del diseño, se simula su comportamiento con esos valores y se puede obtener una vista general del comportamiento del sistema, ver si cumple las especificaciones marcadas y poder contemplar otras alternativas que se adapten mejor a lo que se está buscando. Se puede destacar como ventajas el ahorro de costes, la simplificación de procesos matemáticos complejos y difíciles, permite al usuario observar e interactuar con el sistema y con los resultados y la flexibilidad que da el cambiar valores de componentes para

ajustar mejor el diseño al comportamiento deseado del circuito. Además, permite reducir riesgos e incertidumbres a la hora de toma de decisiones.

Por otro lado, las simulaciones pueden no corresponder con el comportamiento real del circuito debido a malas prácticas del usuario o imprecisiones del programa de simulación, consumen recursos de computación elevados y requiere un periodo extra de desarrollo, por citar las desventajas de este tipo de hábitos.

Gracias a las mejoras de computación de los ordenadores, existen programas de simulación bastante potentes, como Proteus, OrCAD o Simetrix/Simplis, que es el programa de simulación utilizado para el desarrollo de este proyecto.

2.5.4. Diseño de filtros de salida

Todos los convertidores DC/DC tienen una tensión de rizado de salida debido a la carga y descarga del condensador de salida con cada pulso de energía del oscilador interno. Este rizado de salida tiene una frecuencia igual o el doble de la frecuencia de oscilación principal, dependiendo de la topología, y típicamente está en la región de 100 a 500 kHz.

Por lo tanto, es necesario reducir el rizado de salida utilizando filtros externos para conseguir que la tensión de salida sea más suave. El diseño y la selección de estos filtros no son tan triviales porque las formas de onda de salida contienen perturbaciones en frecuencias ampliamente separadas y contienen perturbaciones asimétricas (modo diferencial, rizado) y simétricas (modo común, ruido).

El método más sencillo para reducir el rizado es la implementación de un condensador a la salida del regulador, pero una solución más práctica consiste en añadir un filtro de segundo orden (LC) en la salida, formando un filtro paso bajo.

Por otro lado, se debe abordar el problema del ruido de modo común, que no sería un problema si la carga fuera perfectamente simétrica, lineal y aislada. Sin embargo, cualquier no linealidad en el comportamiento de la carga o en las rutas de corriente de nuevo a tierra rectificará el ruido de modo común y generará interferencia diferencial. Hay dos formas de reducir la interferencia de modo común; cortocircuitando el ruido a través de una ruta de baja impedancia o mediante el aislamiento galvánico o bobinas de *choke*. En este caso, se optará por la primera opción mediante la implementación de planos de referencia.

2.5.5. Colocación de condensadores y tecnologías

La tecnología y la colocación de los condensadores es otro de los hábitos que se debe adquirir a la hora de diseñar convertidores de potencia. Hay que distinguir entre las distintas funciones que presentan (filtros de entrada y de salida, elementos de control, *bypassing*...) para saber dónde situarlos y si se debe utilizar de tipo electrolítico, cerámicos o poliméricos.

Es fundamental tener en cuenta que diseñando un filtro paso bajo de salida tanto los componentes del filtro como las pistas de la PCB no estén situadas sobre otras pistas o que pasen demasiado cerca debido al ruido de alta frecuencia generado. Además, en PCB de doble capa es necesario la creación de un plano de masa debajo del filtro de salida para atenuar este ruido. Las pistas entre el inductor y el/los condensadores de salida deben ser mínimas para evitar este ruido en modo común.

Por otro lado, para el diseño de un filtro de entrada, se buscará un condensador de tántalo o electrolítico con un ESR bajo en paralelo con los pines de entrada del convertidor DC/DC. Esta solución implica un alto coste y aparece otra opción que es el uso de dos condensadores estándar en paralelo, pero su efecto es significativamente peor. El valor típico de este tipo de condensadores es de 47 μ F. Es importante que los condensadores de entrada estén lo más cerca posible de los pines de entrada de los convertidores.

2.6. Software CAD. Autodesk EAGLE.

El desarrollo de programas de CAD ha sido fundamental a la hora de implementar nuevos diseños y documentación de los mismos. Según Autodesk, empresa famosa por herramientas de CAD como AutoCAD, Inventor, EAGLE... describe a las herramientas de CAD como “el uso de tecnología informática para el diseño y la documentación del diseño. CAD Software reemplaza los diseños manuales por un proceso automatizado”. El software de diseño asistido por ordenador “ayudan a explorar ideas de diseño, visualizar conceptos mediante renderizaciones fotorrealistas y simular el funcionamiento de un diseño en el mundo real”. Este tipo de herramientas son ampliamente utilizadas por ingenieros, arquitectos o diseñadores, entre otros, para llevar a cabo sus proyectos y diseños.

Entre los programas de CAD más utilizados cabe destacar los de diseño de PCB. Estos programas permiten el desarrollo de un diseño esquemático y su posterior implementación en circuitos electrónicos. Este tipo de programas se enmarcan en la subcategoría de EDA y su importancia es creciente dentro del mundo del diseño electrónico debido al escalado y la miniaturización de los dispositivos semiconductores y la complejidad de los diseños. Entre los programas más utilizados de EDA cabe destacar OrCAD, Altium, Allegro, KiCAD o EAGLE.

Para llevar a cabo los desarrollos de este proyecto se ha elegido Autodesk EAGLE, entre otras cosas por su simplicidad de manejo, su gran cantidad de librerías que se puede encontrar en la red o la existencia de licencias gratuitas que lo hacen un programa ampliamente utilizado. EAGLE trabaja en dos escenarios: desarrollo del esquemático y diseño del *layout* o de la PCB. La figura 2.21 muestra la vista del escenario de desarrollo de esquemático de Autodesk EAGLE.

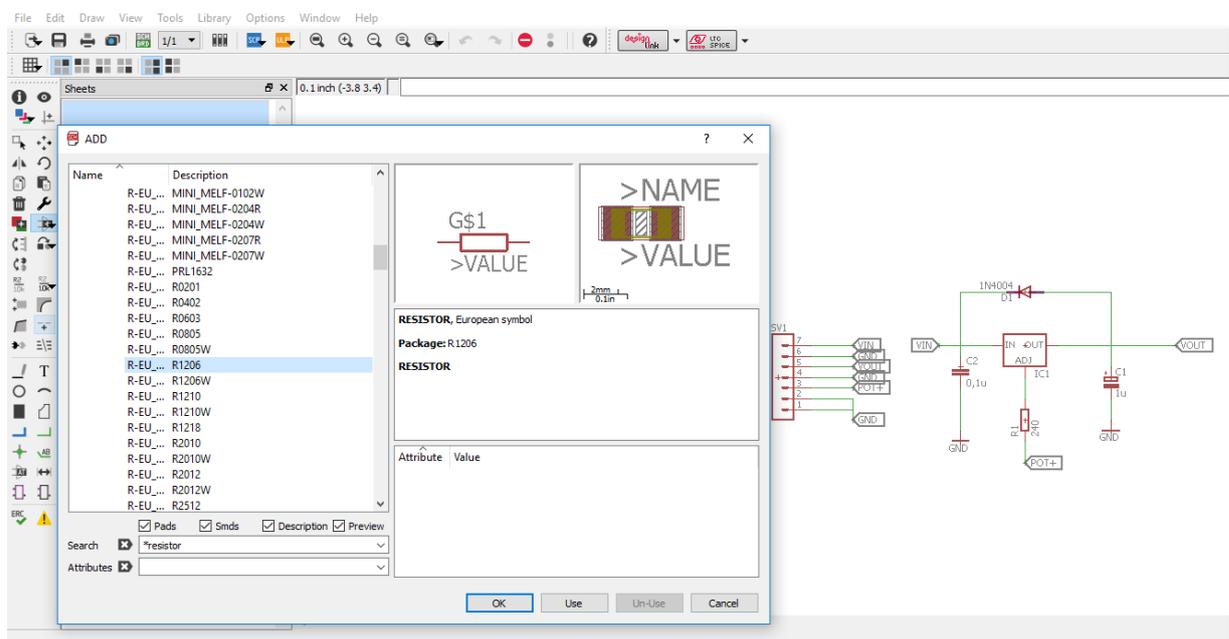


Figura 2.21: Vista del escenario de desarrollo esquemático de Autodesk EAGLE

En el primero, se lleva a cabo las conexiones del circuito utilizando la simbología de los componentes electrónicos conocidos. En este escenario se eligen tanto los componentes como los *footprints* o las huellas de los componentes que se van a implementar posteriormente en la PCB. En el segundo escenario, se realiza el posicionado y la conexión entre los componentes elegidos en el anterior escenario.

Autodesk EAGLE presenta una serie de ventajas frente a otros programas de EDA como la gran cantidad de documentación que aparece tanto en su página como en el resto de la red, su facilidad de uso tanto a nivel de esquemático como de *layout*, la utilización de potentes herramientas como el auto enrutador y el chequeo de reglas de diseño y la exportación de la PCB a archivos gerber para su posterior fabricación. Sin embargo, la versión gratuita de EAGLE es muy limitada si el proyecto tiene una envergadura considerable y puede hacer que el usuario se decante por programas EDA gratuitos y *open source*, como por ejemplo KiCAD.

2.7. Test de convertidores DC/DC

Para realizar una comprobación de la actuación de los convertidores DC/DC y comprobar si estos realmente funcionan como el fabricante indica, se realizan una serie de test o pruebas de funcionalidad y seguridad. Estas pruebas se pueden realizar tanto manualmente como automáticamente mediante ATS. Su finalidad consiste en, como se ha indicado anteriormente, confirmar que los convertidores DC/DC operan dentro de los límites especificados en la hoja de características y se utilizan para verificación de diseño de productos o pruebas de calificación, entre otras.

En este caso se van a desarrollar pruebas como la de tensión de entrada de encendido, nivel de tensión de apagado de la fuente y prueba de tiempo; regulación de la línea de salida; pruebas de rizado de la tensión de salida y ruido en la tensión, y pruebas de eficiencia. Sin embargo, hay otro tipo de pruebas que también se realizan para el test de convertidores DC/DC como pueden ser la regulación de la carga de la salida; pruebas de tiempo y desviación de la respuesta del transitorio de salida; protección contra sobre-intensidades y sobre-tensiones en la salida del convertidor; pruebas de temperatura de operación y protección ante sobre-temperaturas, o pruebas de seguridad, entre otras.

2.7.1. Test de tensión de entrada de encendido y tensión de apagado.

Los convertidores DC/DC tienen un rango de tensión de entrada y, para demostrar que la fuente funciona para todos los valores del intervalo, se realizan pruebas

utilizando fuentes de alimentación programables que proporcionan dicha tensión de entrada.

Por otro lado, se utiliza una carga electrónica de corriente continua en la salida del convertidor para fijar la corriente de salida y simular la carga que la fuente alimentaría.

Para comprobar el valor mínimo de encendido del convertidor, se alimenta éste con el valor de tensión de entrada nominal que indica el fabricante y se reduce hasta que la tensión que aparece en la salida empieza a disminuir o hasta que se cumpla el valor del valor de tensión de entrada mínimo especificado en la hoja de características.

Por otro lado, se quiere confirmar el encendido de la fuente a plena carga, para lo cual se requiere que la tensión de alimentación de la entrada sea la mínima. Se apaga y se vuelve a encender la fuente de tensión de entrada del convertidor y se miden los valores de tensión y de corriente en la salida del mismo, comprobando que los valores son los indicados y que no ocurre nada fuera de lo normal. También se puede medir el rizado en la tensión de salida para comprobar si el valor mínimo de tensión de entrada tiene algún tipo de efecto sobre este parámetro.

El ejemplo de montaje para la realización de este tipo de pruebas sería el mostrado en la siguiente figura, siendo los bloques los elementos utilizados en el test y las flechas las conexiones de dichos elementos.

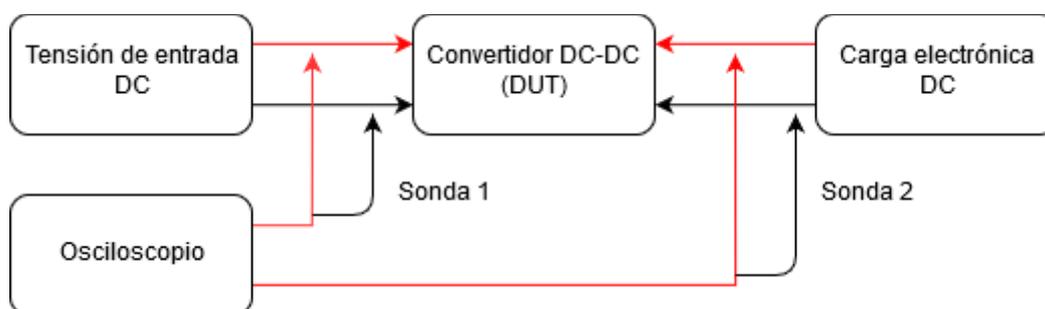


Figura 2.22: Ejemplo de montaje para realización del test de tensión de encendido y tensión de apagado

2.7.2. Regulación de la línea de salida

Esta prueba busca confirmar que la tensión de salida se mantiene dentro de los límites de regulación especificados, cuando el voltaje de entrada varía de tensión de

funcionamiento mínima a máxima, como se define en la especificación del convertidor DC/DC. Durante esta prueba, la carga de salida generalmente se ajusta a la corriente nominal o máxima, según se especifique en la hoja de características.

La prueba de regulación de la línea de salida implica la medición de la tensión de salida y anotar la desviación total de tensión a la vez que se varía la tensión de entrada desde sus límites mínimos a los máximos especificados.

2.7.3. Rizado de la tensión de salida

El rizado de tensión de salida se refleja la tensión de salida del convertidor DC/DC y refleja la capacidad de la fuente para filtrar el rizado y el ruido. Las diversas topologías utilizadas en los convertidores DC/DC tienen diferentes frecuencias de conmutación internas que se reflejan en la frecuencia de ondulación de salida (por ejemplo, los transitorios del circuito de conmutación interno pueden generar ruido de la frecuencia más alta). El ruido de salida y el rizado se miden con un osciloscopio o con una carga electrónica de corriente continua. Para evitar mediciones de rizado y de ruido erróneas, es importante minimizar la longitud del cable de tierra en la sonda de tensión.

2.7.4. Pruebas de eficiencia

La eficiencia es la encargada de indicar la potencia que se disipa en un dispositivo, en este caso en un regulador conmutado, y la efectividad con la que se transforma la energía de la entrada de la fuente en la energía de salida de ésta. La prueba se realiza con los niveles de tensión de entrada nominales que marca la hoja de características del fabricante y con la carga de salida configurada entre varios niveles, que va desde una carga nominal hasta plena carga. Se procede a la medición de la tensión y de la intensidad de entrada, así como la tensión y el valor resistivo de la carga de la salida.

La ecuación 2.1 es la utilizada para calcular el porcentaje de eficiencia.

$$Eficiencia = \frac{V_{out}^2}{V_{in} \times I_{in} \times R_{load}} \times 100$$

Ecuación 2.1: Cálculo de la eficiencia

Donde:

Parámetro	Descripción
Vout	Tensión de salida
Rload	Valor resistivo de la carga
Vin	Tensión de entrada
Iin	Intensidad de entrada al convertidor

Tabla 2.1: Parámetros de cálculo de la eficiencia

3. Documentación de diseño

En este apartado del proyecto se especifica los requisitos que debe cumplir cada fuente para su correcto funcionamiento. Se indicará justificadamente la elección de los componentes utilizados para un diseño más eficiente y se justificarán con los cálculos que desprenden las hojas de características de cada uno de los integrados utilizados para diseñar las fuentes los valores de los componentes utilizados para cumplir los requisitos iniciales.

3.1. Especificación de diseño

Para comenzar con el diseño, se debe partir de unas especificaciones que son necesarias para realizar el cálculo de los componentes y su posterior validación. Estas especificaciones se describen en la tabla 3.1.

Topología	Vin	Vout	Iout max	Eficiencia	Controlador
Buck ajustable	9-12 V	3-6 V	1 A	<70%	MC34063A
Buck síncrono salida variable	12-24	3,3 V	3 A	<80%	TPS54334
		5 V			
		12 V			
Buck síncrono 25 W	12	5 V	5 A	<90%	LM3150

Tabla 3.1: Especificaciones de los convertidores a realizar

3.2. Selección de componentes

Para realizar las fuentes de alimentación, se ha elegido una serie de circuitos integrados que realizan el control del circuito de potencia. Estos integrados se pueden encontrar amplia y variadamente en el mercado, pudiendo elegir el modelo adecuado según el precio, la potencia, la eficiencia del convertidor final. Los

controladores seleccionados para la realización de estos convertidores son los siguientes:

- MC34063A: Regulador con diferentes topologías de aplicación (*buck*, *boost* e *inverter*). La corriente máxima de salida es de 1.5 A, una frecuencia de oscilación de 100 kHz, tensión de entrada entre 3 y 40 V, salida ajustable y una precisión de referencia interna del 2%, entre otras características.
- TPS54334: Regulador conmutado síncrono de 3 A de corriente de salida. Su tensión de entrada va de los 4.2 a los 28 V, frecuencia fija de 570 kHz, tensión de referencia interna de 0,8V con 1.5% de precisión y dos MOSFET de 128mΩ/84mΩ integrados.
- LM3150: Buck síncrono con una frecuencia programable de hasta 1 MHz, tensión de entrada de 6 a 42 V, tensión de salida ajustable hasta 0.6 V de mínimo, 12 A de intensidad de salida máxima, respuesta al régimen transitorio ultrarrápido y una elevada estabilidad con capacitores de bajo ESR.

La diferencia entre los reguladores es considerable, sobre todo en características como la intensidad de salida o frecuencia de conmutación. Se han elegido estos circuitos integrados para cumplir con los requisitos impuestos en la especificación de diseño, teniendo en cuenta además otros factores importantes como son el tamaño del convertidor y el precio de este.

3.3. Cálculo de fuente

A continuación, se indicarán los cálculos proporcionados por las hojas de características de cada circuito integrado y que se han realizado para el diseño del convertidor, así como una tabla con los valores obtenidos y su valor comercial implementado en el diseño final.

3.3.1. Cálculo de componentes: MC34063A

En la hoja de características del controlador MC34063A, al tener diferentes topologías posibles dicho circuito integrado, se puede encontrar diferentes diseños

en función de la topología que se va a implementar: *buck*, *boost* o *inverter*. En este caso, al implementarse una topología buck o *step-down*, se puede encontrar el modelo a seguir para el diseño del circuito en la *datasheet*. En la ilustración 3.1 aparece el mencionado modelo en el que se basa el diseño esquemático del convertidor, con un ejemplo de los valores típicos.

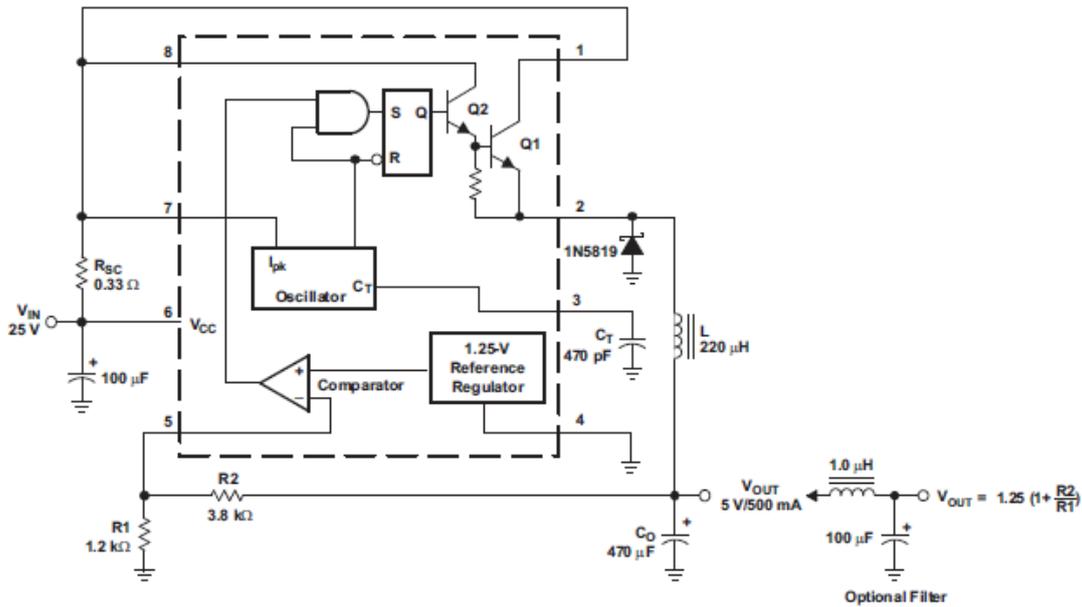


Figura 3.1: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado M34063AD

También la hoja de características del modelo ofrece una tabla (tabla 3.2) con el número, la naturaleza y la descripción del patillaje del circuito integrado, esencial para el entendimiento de la función de cada componente.

Pin		Entrada/Salida	Descripción
Nombre	Número		
<i>Switch collector</i>	1	Entrada/Salida	Entrada del colector del interruptor interno
<i>Switch emitter</i>	2	Entrada/Salida	Salida del emisor del interruptor interno
<i>Timing capacitor</i>	3	--	Conexión del condensador para cambiar la frecuencia de operación
GND	4	--	Masa
Entrada comparador	5	Entrada	Lazo de <i>feedback</i>
VCC	6	Entrada	Tensión de alimentación
IpK	7	Entrada	Sensor limitador de corriente
Driver del colector	8	Entrada/Salida	Entrada Darlington

Tabla 3.2: Características de los pines del integrado MC34063A

En la siguiente tabla se resumen las fórmulas extraídas de la hoja de características para el cálculo de los componentes necesarios para el diseño del convertidor con el circuito integrado MC34063A.

$$\frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{V_{out} - VF}{V_{in} (min) - V_{sat} - V_{out}}$$

Ecuación 3.1: Relación tiempo de encendido y apagado MC34063A

$$t_{on} + t_{off} = \frac{1}{f}$$

Ecuación 3.2: Suma de tiempo de encendido y apagado

$$t_{off} = \frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$$

Ecuación 3.3: Cálculo tiempo de apagado

$$t_{on} = (t_{on} + t_{off}) - t_{off}$$

Ecuación 3.4: Cálculo tiempo de encendido

$$C_t = 4 \times 10^5 t_{on}$$

Ecuación 3.5: Cálculo de condensador de oscilación

$$I_{pk}(switch) = 2 I_{out}(max)$$

Ecuación 3.6: Cálculo del pico de corriente del interruptor

$$R_{sc} = \frac{0.3}{I_{pk}(switch)}$$

Ecuación 3.7: Resistencia de precisión

$L_{min} = \left(\frac{(V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out})}{I_{pk}(switch)} \right) t_{on(max)}$ <p style="text-align: right;"><i>Ecuación 3.8: Cálculo del valor mínimo del inductor</i></p>
$C_o = \frac{I_{pk}(switch)(t_{on} + t_{off})}{8V_{ripple}}$ <p style="text-align: right;"><i>Ecuación 3.9: Cálculo del valor mínimo del condensador</i></p>
$V_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ <p style="text-align: right;"><i>Ecuación 3.10: Cálculo del valor de salida en función del valor de dos resistencias</i></p>

Tabla 3.3: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado MC34063A

Siendo los componentes a calcular los detallados en la tabla 3.4:

Componente	Descripción
Ct	Condensador utilizado para fijar la frecuencia de funcionamiento del oscilador interno.
Rsc	Valor de la resistencia de precisión
Lmin	Valor de la inductancia mínima aplicable a la bobina del filtro de salida.
Co	Valor de la capacitancia mínima aplicable al condensador del filtro de salida.

Tabla 3.4: Componentes a calcular MC34063A

Los parámetros con los que se calculan estos componentes se adjuntan en la tabla 3.5.

Parámetro	Descripción
Vsat	Tensión de saturación del conmutador externo. Al no ser necesario un transistor externo en este diseño, ésta será nula
Vf	Caída de tensión directa del rectificador seleccionado.
Vin	Tensión de entrada del regulador
Vout	Tensión de salida del regulador
Iout	Corriente de salida del regulador
f	Frecuencia mínima de conmutación del oscilador interno deseada
Vripple	Tensión de rizado de salida (pico a pico)

Tabla 3.5: Parámetros de cálculo del integrado MC34063A

Para el resto de componentes que no aparecen en las fórmulas para calcular sus valores, el fabricante recomienda utilizar un condensador de entrada, que se ha decidido dar un valor de 10 μF para así disminuir el rizado de la tensión de entrada, y un capacitor de *bypassing* cuyo valor es recomendado que sea de 0,1 μF .

En la siguiente tabla aparecen los parámetros obtenidos de las especificaciones de diseño que se van a utilizar para el cálculo del valor de estos componentes.

Parámetro	Valor	Unidades
Vin	9	V
Vout	6	V
Iout	1	A
f	50	kHz
Vripple	0,06	V
Vf	0,5	V

Tabla 3.6: Parámetros del convertidor MC34063A

Estos parámetros han sido escogidos siguiendo las siguientes condiciones:

- La frecuencia de conmutación de nuestro regulador será de 50 kHz. Si bien nuestro controlador permite frecuencias de conmutación de hasta 100 kHz, establecemos de 50 kHz como la frecuencia de conmutación para evitar que las pérdidas de conmutación sean audibles.

- El rizado de nuestra señal en régimen permanente será de unos 60 mVpp, pues apenas aporta un error de un $\pm 1\%$ de error en nuestra señal de continua final.
- Los valores de entrada y salida son 9 y 6 V, respectivamente, debido a que presentan el caso más extremo de tiempo de encendido, siendo este de un 67% de ciclo de trabajo. El resto de casos presentados son menores.

Una vez realizados los cálculos en función de las especificaciones anteriormente mostrados, los valores de los componentes y sus valores normalizados son los reflejados en la tabla 3.7.

Componente	Valor calculado	Unidades	Valor normalizado	Unidades
Cbyp	0,1	μF	0,1	μF
Cin	10	μF	10	μF
Ct	547	pF	560	pF
Rsc	0,15	Ω	0,15	Ω
Co	3	μF	100	μF
L	22	μH	47	μH
R1	4,3	k Ω	4,3	k Ω
R2	6,2	k Ω	6,2	k Ω

Tabla 3.7: Componentes calculados para el integrado MC34063A

3.3.2. Cálculo de componentes: TPS54334

En la hoja de características del controlador TPS54334 se puede encontrar un modelo en el que se basa el diseño para la construcción del esquemático del convertidor a construir con este circuito integrado. Dicho modelo se refleja en la figura 3.2.

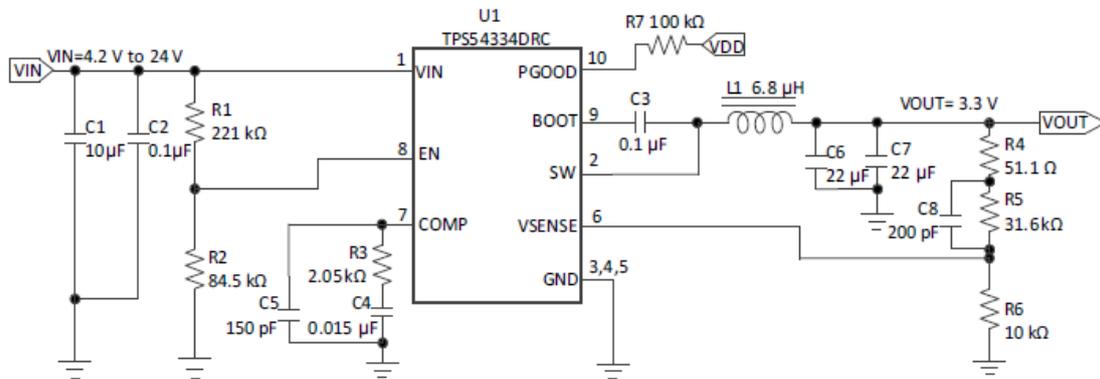


Figura 3.2: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado TPS54334

Como en el caso anterior, la hoja de características incluye información de cada una de las patillas del convertidor (tabla 3.8).

Pin		Entrada/Salida	Descripción
Nombre	Número		
BOOT	1	Salida	Condensador <i>bootstrap</i>
COMP	2	Entrada	Amplificador del error de comparación
EN	3	Entrada	Habilitador
GND	4	Entrada	Tierra
PGOOD	5,9	-	Salida del drenador abierto
SW	6	Entrada	Señal del MOSFET superior
VIN	7	Entrada	Tensión de alimentación
VSENSE	8	Entrada	Nodo de inversión de la ganancia (gm) del amplificador de error
POWERPAD	10	Salida	<i>Pad</i> térmico

Tabla 3.8: Características de los pines del integrado TPS54334

Las fórmulas extraídas de la hoja de características para el cálculo de los componentes necesarios para el diseño del convertidor con el circuito integrado TPS54334 son las que aparecen en la siguiente tabla.

$R3 = \frac{10^{\frac{-G_{pwrstg}}{20}}}{g_{mea}} \times \sqrt{\frac{V_{out}}{V_{ref}}}$	<i>Ecuación 3.11: Valor de la resistencia de ganancia del amplificador de error</i>
$R4 = \frac{2\pi \times f_{co} \times V_{out} \times C_o}{g_{mea} \times V_{ref} \times g_{m_{ps}}}$	<i>Ecuación 3.12: Resistencia de test de estabilidad</i>
$R6 = \frac{R5 \times V_{ref}}{V_{out} - V_{ref}}$	<i>Ecuación 3.13: Resistencia de ajuste de la tensión de salida</i>
$C4 = \frac{1}{2 \times \pi \times R3 \times \frac{f_{co}}{10}}$	<i>Ecuación 3.14: Valor del capacitor de maximización de ganancia de fase (década inferior)</i>
$C5 = \frac{1}{2 \times \pi \times R3 \times 10 \times f_{co}}$	<i>Ecuación 3.15: Valor del capacitor de maximización de ganancia de fase (década superior)</i>
$C8 = \frac{1}{2 \times \pi \times R5 \times f_{co}} \times \sqrt{\frac{V_{out}}{V_{ref}}}$	<i>Ecuación 3.16: Valor del capacitor de maximización del margen de fase</i>
$C_o > \frac{2 \times \Delta I_{out}}{f_{sw} \times \Delta V_{out}}$	<i>Ecuación 3.17: Valor mínimo del condensador del filtro de salida</i>

$$L_{min} = \frac{V_{out} \times (V_{in(max)} - V_{out})}{V_{in(max)} \times K_{ind} \times I_{out} \times f_{sw}}$$

Ecuación 3.18: Valor mínimo del inductor del filtro de salida

Tabla 3.9: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado TPS54334

Siendo los parámetros de cálculo los adjuntos en la tabla 3.10.

Parámetros	Descripción
Vout	Tensión de salida.
Vin	Tensión de entrada.
Iout	Intensidad de salida.
ΔIout	Corriente pico a pico que circula por el inductor.
ΔVout	Tensión de rizado de salida del convertidor.
fsw	Frecuencia de operación de integrado.
gmea	ganancia del amplificador GM y su valor es de 1300μA/V.
gmps	ganancia de la etapa de potencia y su valor es de 8A/V.
fco	Frecuencia de corte (crossover frequency), que vale 1/10 de la frecuencia de operación, fsw.
Vref	Es la tensión de referencia del integrado, y su valor es 0,8V.
Kind	Coeficiente que representa la cantidad de rizado de corriente que soporta el inductor relativa a la intensidad de salida. El fabricante recomienda el uso del valor 0,2 para mejores resultados.

Tabla 3.10: Parámetros de cálculo del integrado TPS54334

Mención aparte requieren los resistores R1 y R2, que son los encargados de darle al convertidor la función de habilitador/deshabilitador (enable/disable). Una vez la tensión de entrada supera un umbral, el convertidor comienza a funcionar. Por el contrario, si esta tensión que entra por el pin EN del integrado es menor, entra en un estado “low-quiescent”. Las fórmulas utilizadas para calcular estos valores son las ilustradas en las ecuaciones 3.19 y 3.20.

$$R1 = \frac{V_{start} \times \left(\frac{V_{en_{falling}}}{V_{en_{rising}}} \right) - V_{stop}}{I_p \times \left(1 - \frac{V_{en_{falling}}}{V_{en_{rising}}} \right) + I_h}$$

Ecuación 3.19: Resistencia 1 de enable

$$R2 = \frac{R1 \times Ven_{falling}}{Vstop - Ven_{falling} + R1 \times (Ip + Ih)}$$

Ecuación 3.20: Resistencia 2 de enable

Valiendo:

- $I_p=1,15 \mu A$
- $I_h=3.3 \mu A$
- $V_{en_{falling}}=1.17 V$
- $V_{en_{rising}}=1.21 V$

V_{start} y V_{stop} son los valores umbrales a partir del cual el convertidor se dispara o cambia al modo “*low-quiescent*”, por lo tanto, se ha decidido que estos umbrales tomen los valores 12 V y 11,5 V, respectivamente. Así, se obtiene que el valor de la resistencia R1 es de 30,948 kΩ y el valor del resistor R2 es de 3,459 kΩ.

Por otro lado, como ocurría en el caso anterior, aparecen componentes cuyo valor está recomendado por el fabricante, como ocurre con los capacitores de entrada (C1), que tendrá un valor de 10 μF, *bypass* (C2), que toma un valor característico de 0,1 μF, y el capacitor de *bootstrap* (C3), cuyo valor es también de 0,1 μF. Por otro lado, el resistor R7, que va conectado al pin PGOOD de salida de drenador abierto, toma el valor recomendado por el fabricante de 100 kΩ.

En las tabla 3.11 aparecen los parámetros obtenidos de las especificaciones de diseño para el cálculo del valor de estos componentes.

- Entrada 12V salida 3,3V:

TPS54334 entrada 12V salida 3,3V		
Parámetro del diseño	Valor	Unidades
Tensión máxima de entrada	12	V
Tensión de salida	3,3	V
Corriente de salida	3	A
Frecuencia de operación	570	kHz

Tabla 3.11: Parámetros del convertidor TPS54334 12-3,3V

Una vez realizados los cálculos en función de las especificaciones mostradas, los valores de los componentes y los valores normalizados del convertidor TPS54334 con entrada de tensión de 12V y de salida 3,3V son los incluidos en la siguiente tabla.

Fuente 3,3V	Valores calculados	Unidades	Valores normalizados	Unidades
R1	30,95	kΩ	33	kΩ
R2	3,459	kΩ	3,9	kΩ
R3	2,05	kΩ	2,7	kΩ
R4	2,8	kΩ	2,7	kΩ
R5	31,6	kΩ	33	kΩ
R6	10,11	kΩ	10	kΩ
R7	100	kΩ	100	kΩ
C1	10	μF	10	μF
C2	0,1	μF	0,1	μF
C3	0,1	μF	0,1	μF
C4	143	μF	220	μF
C5	14,3	nF	22	pF
C6	10,63	μF	22	μF
C7	10,63	μF	22	μF
C8	188	pF	220	μF

Tabla 3.12: Componentes calculados para el integrado TPS54334 12-3,3V

- Entrada 12V salida 5V

TPS54334 entrada 12V salida 5V		
Parámetro del diseño	Valor	Unidades
Tensión máxima de entrada	12	V
Tensión de salida	5	V
Corriente de salida	3	A
Frecuencia de operación	570	kHz

Tabla 3.13: Parámetros del convertidor TPS54334 12-5 V

Una vez realizados los cálculos en función de las especificaciones anteriormente mostrados, los valores de los componentes y los valores normalizados del convertidor TPS54334 con entrada de tensión de 12V y de salida 5V aparecen en la tabla 3.14.

Fuente 5V	Valores calculados	Unidades	Valores normalizados	Unidades
R1	30,948	k Ω	33	k Ω
R2	3,459	k Ω	3,9	k Ω
R3	2,523	k Ω	2,7	k Ω
R4	4,53	k Ω	4,7	k Ω
R5	31,6	k Ω	33	k Ω
R6	6,02	k Ω	6,2	k Ω
R7	100	k Ω	100	k Ω
C1	10	μ F	10	μ F
C2	0,1	μ F	0,1	μ F
C3	0,1	μ F	0,1	μ F
C4	116	pF	12	μ F
C5	116	nF	12	pF
C6	7	μ F	22	μ F
C7	7	μ F	22	μ F
C8	232	pF	240	μ F

Tabla 3.14: Componentes calculados para el integrado TPS54334 12-5 V

- Entrada 24V salida 12V

TPS54334 entrada 24V salida 12V		
Parámetro del diseño	Valor	Unidades
Tensión máxima de entrada	24	V
Tensión de salida	12	V
Corriente de salida	3	A
Frecuencia de operación	570	kHz

Tabla 3.15: Parámetros del convertidor TPS54334 24-12 V

Una vez realizados los cálculos en función de las especificaciones anteriormente mostrados, los valores de los componentes y los valores normalizados del convertidor TPS54334 con entrada de tensión de 12V y de salida 5V son los reflejados en la tabla 3.16:

Fuente 12V	Valores calculados	Unidades	Valores normalizados	Unidades
R1	30,948	kΩ	33	kΩ
R2	3,459	kΩ	3,9	kΩ
R3	3,91	kΩ	3,9	kΩ
R4	10,7	kΩ	11	kΩ
R5	31,6	kΩ	33	kΩ
R6	2,25	kΩ	2,4	kΩ
R7	100	kΩ	100	kΩ
C1	10	μF	10	μF
C2	0,1	μF	0,1	μF
C3	0,1	μF	0,1	μF
C4	7,5	nF	7,5	μF
C5	75	pF	75	pF
C6	3	μF	3,3	μF
C7	3	μF	3,3	μF
C8	360	nF	360	μF

Tabla 3.16: Componentes calculados para el integrado TPS54334 24-12 V

3.3.3. Cálculo de componentes: LM3150

En la *datasheet* del regulador conmutado LM3150 se puede encontrar un modelo del esquemático a seguir para el diseño y el cálculo del convertidor síncrono deseado. Este modelo ha sido extraído de la hoja de características y es el ilustrado en la siguiente figura.

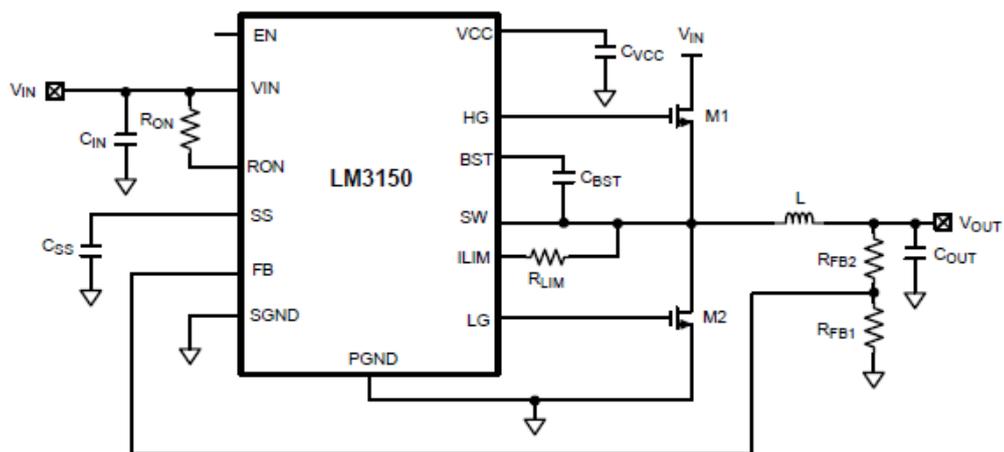


Figura 3.3: Ejemplo de diseño de un convertidor buck con el integrado LM3150

De esta hoja de características se ha extraído una tabla detallando las funciones y características de los pines que componen el circuito integrado, que se muestran a continuación en la figura 3.17.

Pin		Entrada/Salida	Descripción
Nombre	Número		
VCC	1	Salida	Tensión de alimentación para los drivers de los FET
VIN	2	Entrada	Tensión de alimentación de entrada
EN	3	Entrada	Habilitador
FB	4	Entrada	<i>Feedback</i>
SGND	5,9	-	Señal de masa
SS	6	Entrada	<i>Soft-Start</i>
RON	7	Entrada	Control del tiempo de encendido
ILIM	8	Entrada	Limitador de corriente
SW	10	Salida	Nodo de conmutación
HG	11	Salida	Driver de la puerta del FET superior
BST	12	Entrada	Conector del condensador de <i>bootstrap</i>
LG	13	Salida	Driver de la puerta del FET inferior
PGND	14	Salida	<i>Power ground</i>
EP	-	-	<i>Pad</i> expuesto conectado a SGND

Tabla 3.17: Características de los pines del integrado LM3150

En la tabla 3.18 aparecen resumidas las fórmulas extraídas de la hoja de características para el cálculo de los componentes necesarios para el diseño del convertidor con el circuito integrado LM3150.

$$R_{fb2} = R_{fb1} \times \left(\frac{V_{out}}{V_{fb}} - 1 \right)$$

Ecuación 3.21: Resistencia de feedback de la salida

$$C_{ff} = \frac{V_{out}}{V_{in(min)} \times f_s} \times \frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb1} \times R_{fb2}}$$

Ecuación 3.22: Condensador de anticipación del error

$$ET = (V_{in(max)} - V_{out}) \times \frac{V_{out}}{V_{in(max)}} \times \frac{1000}{f_s}$$

Ecuación 3.23: Constante de cálculo del inductor

$$R_{ond} = -[(V_{in} - 1) \times (V_{in} \times 16.5 + 100)] - 1000$$

Ecuación 3.24: Valor de cálculo de la resistencia de encendido

$$R_{on} = \frac{[(V_{out} \times V_{in}) - V_{out}]}{V_{in} \times K \times f_s} + R_{ond}$$

Ecuación 3.25: Resistencia de encendido

$$C_{o(min)} = \frac{70}{f_s^2 \times L}$$

Ecuación 3.26: Valor mínimo del condensador del filtro de salida

$$I_{lim_{th}}(T_j) = I_{lim_{th}} \times (1 + 3.3 \times 10^{-3} \times (T_j - 27))$$

Ecuación 3.27: Corriente límite del interruptor externo

$I_{cl} = I_{ocl} - \frac{\Delta I I}{2}$	<i>Ecuación 3.28: Corriente límite</i>
$R_{lim}(T_j) = \frac{I_{cl} \times R_{ds(on)}}{I_{lim_{th}}(T_j)}$	<i>Ecuación 3.29: Resistencia límite de corriente</i>
$C_{in} = \frac{I_o(max) \times D \times (1 - D)}{f_s \times \Delta V_{in}(max)}$	<i>Ecuación 3.30: Condensador de filtro de entrada</i>
$t_{ss} \geq \frac{V_{out} \times C_{out}}{I_{ocl} - I_o}$	<i>Ecuación 3.31: Tiempo soft-start</i>
$C_{ss} = \frac{I_{ss} \times t_{ss}}{V_{ref}}$	<i>Ecuación 3.32: Condensador soft-start</i>

Tabla 3.18: Fórmulas para el cálculo de los componentes del integrado LM3150

En la tabla 3.19 se incluyen los parámetros de cálculo.

Parámetro	Descripción
Vout	Tensión de salida de la fuente.
Vfb	Tensión de referencia del integrado.
Vin	Tensión de entrada de la fuente.
Io (max)	Intensidad máxima de salida.
fs	Frecuencia de operación del oscilador.
ET	Constante para calcular el valor del inductor a utilizar en el filtro de salida.
Ilim _{th} (Tj)	Corriente límite que atraviesa el MOSFET cuando este está activo en función de su temperatura de unión.
Ilim _{th}	Corriente que atraviesa el pin de detección de límite de corriente. Su valor típico es de 85 μ A.
Tj	Junction temperature o temperatura de unión de los MOSFET externos.
IoCl	Intensidad máxima de salida del integrado.
Rds(on)	Resistencia de drenador-fuente que ofrecen los MOSFET externos al entrar en conducción.
D	Duty o ciclo de trabajo.
Δ Vin (max)	Rizado pico a pico máximo de la tensión de entrada del convertidor.
I _{ss}	Corriente que circula por el pin de soft-start, cuyo valor es típico de 7,7 μ A
t _{ss}	Tiempo soft-start

Tabla 3.19: Parámetros de cálculo del integrado LM3150

Para el cálculo del valor de estos componentes se han utilizado los siguientes parámetros obtenidos de las especificaciones de diseño (tabla 3.20).

Especificaciones		
Parámetro de diseño	Valor	Unidades
Tensión de salida	5	V
Tensión mínima de entrada	12	V
Intensidad máxima de salida	5	A
Frecuencia de operación	500	kHz
Tiempo soft-start	0,005	s

Tabla 3.20: Especificaciones de diseño del convertidor LM3150

Mención aparte requiere la selección y el cálculo del valor del inductor. Como se indicó anteriormente, se procedió al cálculo de la constante ET, cuyas unidades son de V x μ s, y que es la constante para calcular el valor del inductor a utilizar en el filtro de salida. Una vez obtenido el parámetro ET, en la *datasheet* aparece un nomograma necesario para el cálculo del valor de la inductancia de la bobina.

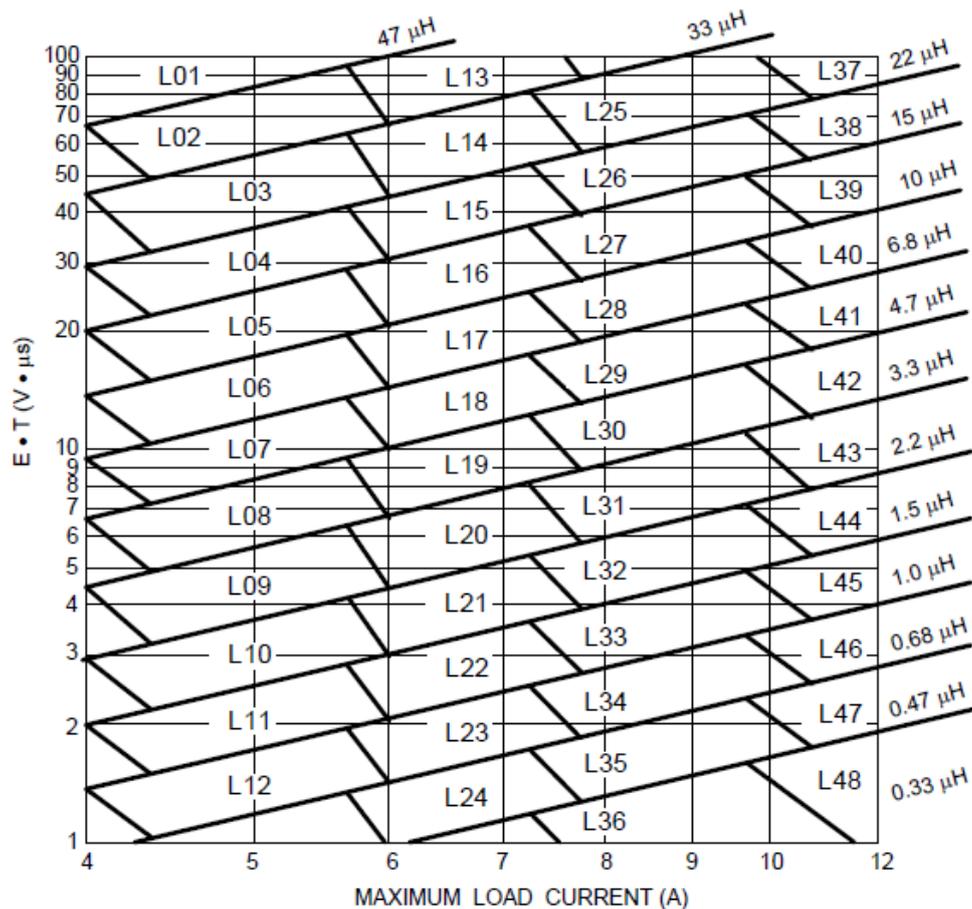


Figura 3.4: Monograma para calcular la inductancia de la bobina

Como se puede observar, este cálculo del valor de la inductancia depende de dos parámetros: la constante ET y el valor máximo de la corriente de salida o de carga. Una vez obtenido el valor de la inductancia de la bobina, aparece una tabla en la hoja de características donde sugiere un vendedor y el modelo correspondiente para utilizar en el modelo.

Una vez realizados los cálculos en función de las especificaciones anteriormente mostrados, los valores de los componentes y sus valores normalizados son los que se incluyen en la tabla 3.21.

Componentes	Valor calculado	Unidades	Valor normalizado	Unidades
Rfb1	10	kΩ	10	kΩ
Rfb2	73,3	kΩ	75	kΩ
Ron	240,408	kΩ	240	kΩ
L	10	μH	10	μH
COmin	41,2	μF	43	μF
Cin	1,33	μF	1,3	μF
Cen	1	nF	1	nF
Cbst	470	nF	470	nF
Cbyp	100	nF	100	nF
Cff	358	pF	360	pF
Css	64,2	nF	68	nF
Rlim	12,7	kΩ	13	kΩ
Cvcc	4,7	μF	4,7	μF

Tabla 3.21: Componentes calculados para el integrado LM3150

4. Simulación

Una vez llevado a cabo el cálculo de la fuente, una de las buenas prácticas que hay que tomar a la hora de diseñar circuitos de electrónica de potencia es simular el comportamiento del circuito para comprobar que los resultados obtenidos se ajustan dentro de las especificaciones de diseño anteriormente planteadas, viendo si cumple con los requisitos de eficiencia planteados. Simular el comportamiento de los convertidores antes de ser fabricados permite prever el comportamiento del circuito y es fundamental porque, a pesar de introducir un tiempo extra a la hora de diseñar, evita fallos de funcionamiento que podrían ser corregidos llevando a cabo una simulación, lo que conlleva, en caso de que el diseño sea erróneo, una reducción de costes de fabricación y de tiempo.

A la hora de llevar a cabo el diseño de un convertidor, las formas de onda fundamentales que se van a simular son las siguientes: tensión de entrada, tensión de salida, corriente de entrada, corriente de salida y el ciclo de trabajo con el que el regulador conmuta para la conversión de la energía.

Estas medidas son fundamentales para determinar si cumplen los valores de eficiencia, de rizado tanto a la entrada y a la salida una vez se hayan filtrado estas señales y el rizado de la corriente que circula por el inductor del filtro de salida.

A continuación, se mostrará una serie de medidas e imágenes de interés y gráficas de interés. Las simulaciones deberán corroborar que las gráficas se ajustan y entran dentro de las especificaciones marcadas para estas medidas de interés.

4.1. Simulaciones: MC34063A

- Medidas de interés

Para este convertidor se llevarán a cabo 4 simulaciones, comprobando todos los casos de entrada y salida posibles para realizar así el análisis de estos casos y comprobar que los requisitos se cumplen para todos y cada uno de ellos. Estos casos quedan reflejados en la tabla 4.1.

Caso	Vin (V)	Vout (V)	Ciclo de trabajo (%)
1	12	3	25
2	12	6	50
3	9	3	33,33
4	9	6	66,67

Tabla 4.1: Casos de simulación para el convertidor MC34063A

Como se ha indicado anteriormente, se va a proceder a realizar la simulación de cinco formas de onda que van a ser fundamentales para realizar el posterior análisis y toma de decisiones:

1. Tensión de entrada.
2. Corriente de entrada.
3. Tensión de salida.
4. Corriente que circula por el inductor.
5. Ciclo de trabajo.

Se van a tomar muestras equivalentes a tres ciclos de funcionamiento en un tiempo en el cual el convertidor está estabilizado y funcionando con total normalidad. En este caso, se empezará a tomar imágenes desde los 100 ms desde el comienzo del funcionamiento del regulador y, al presentar una frecuencia de funcionamiento de 50 kHz, se tomarán simulaciones hasta los 100,06 ms para obtener los mencionados tres ciclos de medidas.

- Gráficas de interés

El diseño del esquemático para simular es el de un convertidor *buck* o reductor primitivo, con el filtro de salida que consta de un condensador y una bobina, un diodo, un interruptor, un generador de funciones para generar una señal cuadrada cuyo ciclo de trabajo varía en función de la señal deseada y un generador de tensión continua ideal que simula la tensión de entrada que se desea introducir. Además, a la salida del convertidor se posicionará una fuente ideal de corriente que simulará la carga. El esquemático del convertidor *buck* viene ilustrado en la figura 4.1.

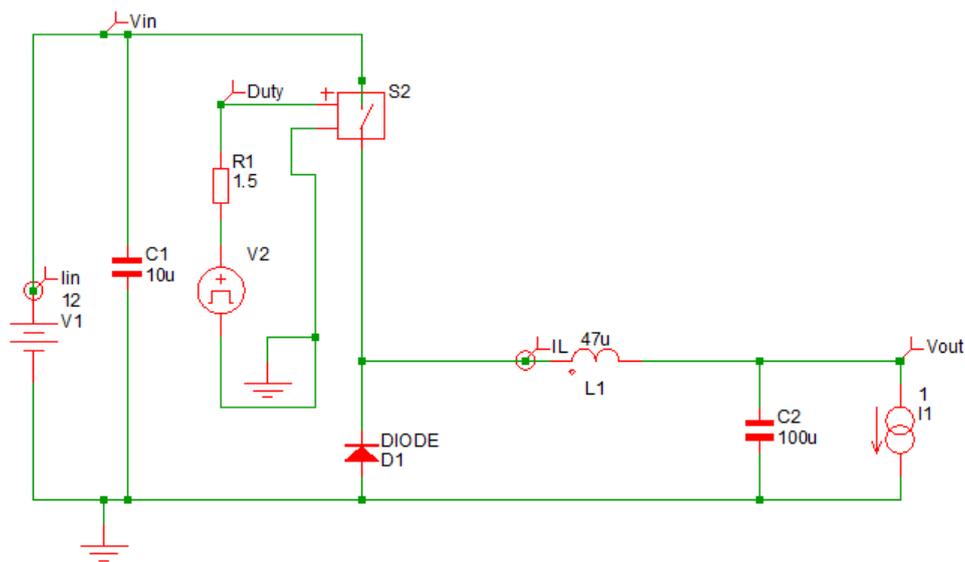


Figura 4.1: Esquemático del convertidor buck MC34064AD

Los elementos semiconductores no son ideales y son modelables por el usuario, que tomarán los valores establecidos en las hojas de características del diodo y en la datasheet del regulador MC43063 A en el caso del interruptor. Estos valores son los incluidos en las tablas 4.2 y 4.3.

Interruptor	
Resistencia de apagado	1 MΩ
Resistencia de encendido	20 mΩ
Tensión umbral	2 V
Histéresis	100 m

Tabla 4.2: Especificaciones del interruptor en el convertidor MC34063A

Diodo	
Resistencia de apagado	1 GΩ
Resistencia de encendido	10 mΩ
Tensión de caída directa	0,6 V
Capacitancia de salida	0

Tabla 4.3: Especificaciones del diodo en el convertidor MC34063A

- Caso 1. Tensión de entrada 12 V y tensión de salida 3V:

Con los valores obtenidos en los cálculos del filtro de salida de segundo orden (tabla 4.4) se han obtenido las siguientes formas de ondas, reflejadas en la figura 4.2.

Condensador de salida	3 μ F
Inductor	22 μ H

Tabla 4.4: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 1

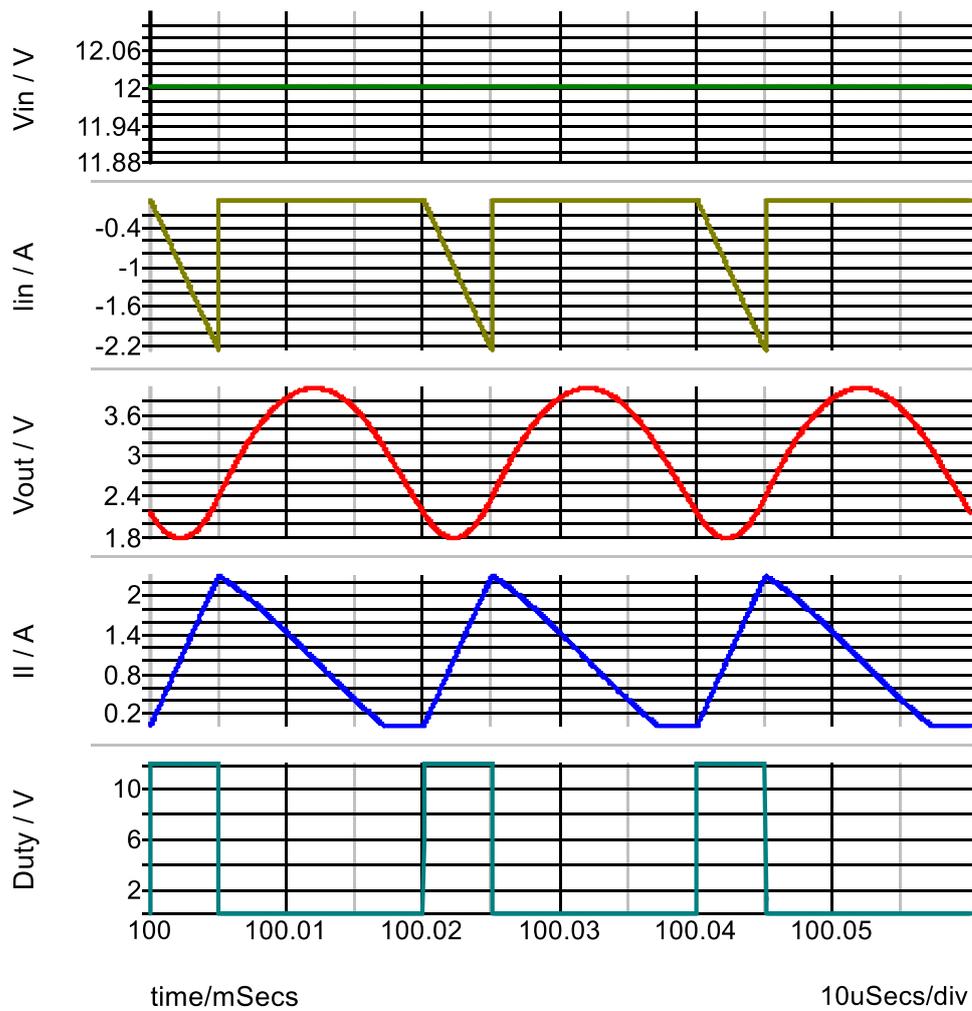


Figura 4.2: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 1

Como se puede observar en la imagen anterior, el rizado de la tensión de salida es ampliamente superior al establecido en las condiciones marcadas para el diseño del convertidor (<1% de rizado), por lo que se procederá a aumentar la capacitancia del condensador del filtro de salida. Por su parte, el rizado de corriente que circula por la bobina es demasiado alto, pues lo ideal sería que no superase el amperio de pico a pico, por lo que también se aumentará el valor de la inductancia para rebajar este rizado de corriente.

La siguiente tabla muestra los nuevos valores con los que se van a realizar las simulaciones.

Condensador de salida	47 μ F
Inductor	47 μ H

Tabla 4.5: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 2

Las formas de onda obtenidas de simular el comportamiento del convertidor son las que aparecen en la figura 4.3.

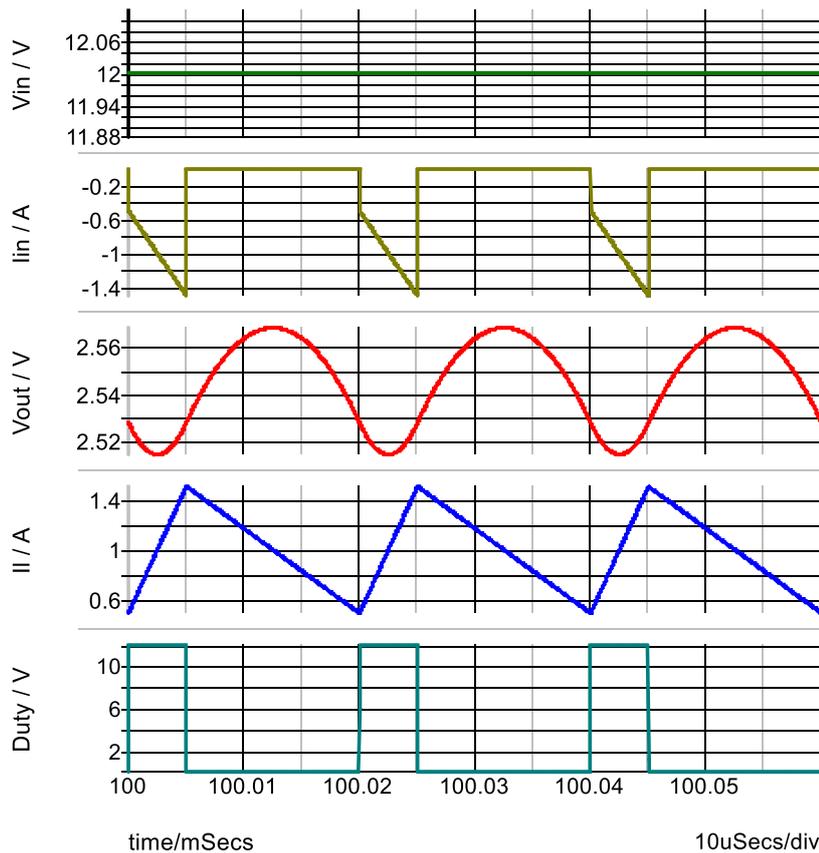


Figura 4.3: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 2

En este caso, se puede ver como se ha reducido el rizado de corriente que circula por la bobina hasta valores que encajan dentro de los valores establecidos (1 A), por lo que el valor de la bobina será el valor que se va a utilizar en el diseño. Por otro lado, se puede deducir cómo el aumento considerable del valor del condensador el rizado de la tensión de salida se ha reducido bastante, pero no suficiente como para tomarlo como bueno para el diseño, pues el valor es aproximadamente un 3% respecto de la tensión de salida, por lo que se procederá a aumentar el valor de la capacitancia del mismo.

La siguiente tabla muestra los nuevos valores del filtro con los que se va a realizar la simulación.

Condensador de salida	100 μ F
Inductor	47 μ H

Tabla 4.6: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 3

La siguiente figura muestra los resultados obtenidos de la simulación.

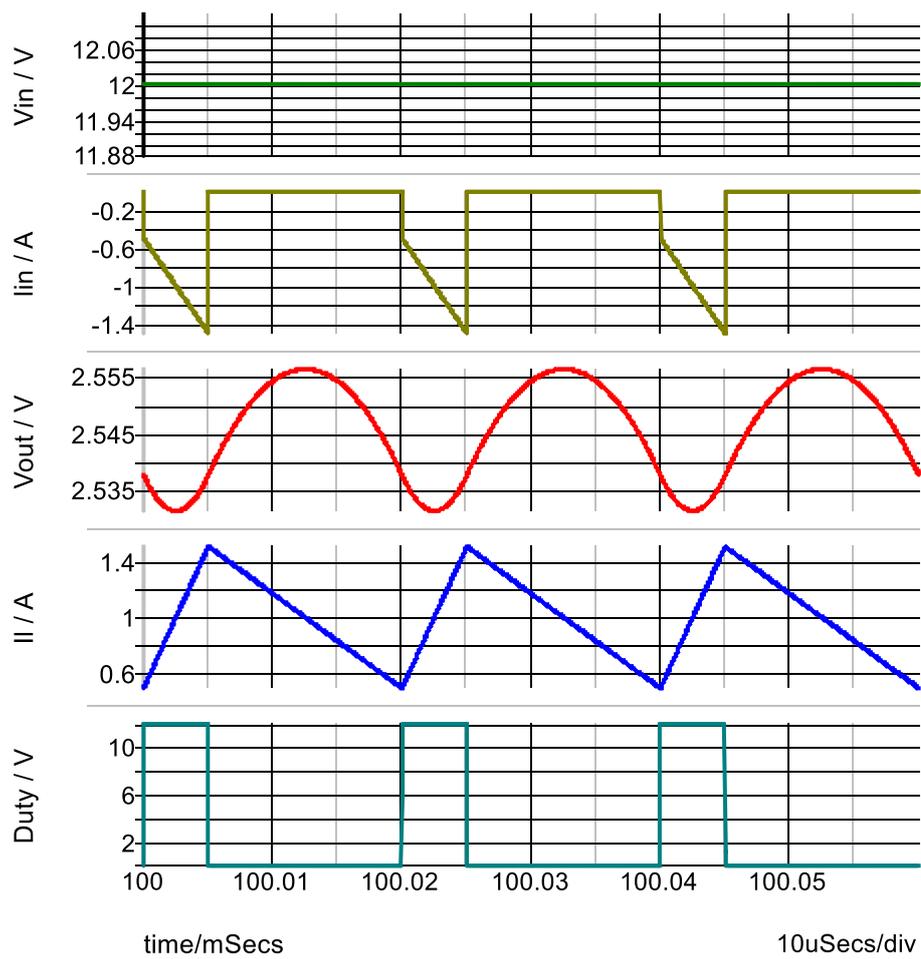


Figura 4.4: Simulación convertidor buck MC34063A 12-3 V 3

En este caso, se puede observar como el rizado de la tensión es aproximadamente un 70% respecto a la tensión de salida, por lo que el valor utilizado del condensador es el que se va a utilizar en el diseño definitivo, al igual que el del inductor utilizado. Así, viendo el convertidor en términos de eficiencia, éste rondaría el 85% de eficiencia, mayor que el 70% estipulado en los requisitos, por lo que, en este caso, se cumple y se daría por bueno, siendo éste el caso más complicado de los casos establecidos, pues es cuando mayor cantidad de energía hay que transformar y es donde mayores pérdidas se producen.

- Caso 2. Tensión de entrada 12 V y tensión de salida 6V:

En este caso, el cambio principal con respecto con el caso anterior consiste en el cambio de ciclo de trabajo al doble. El filtro de salida aceptado en el apartado anterior será el que se utilice para realizar la simulación.

Condensador de salida	100 μ F
Inductor	47 μ H

Tabla 4.7: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 4

Por tanto, una vez llevada a cabo la simulación, las formas de onda resultantes se muestran en la gráfica incluida en la figura 4.5.

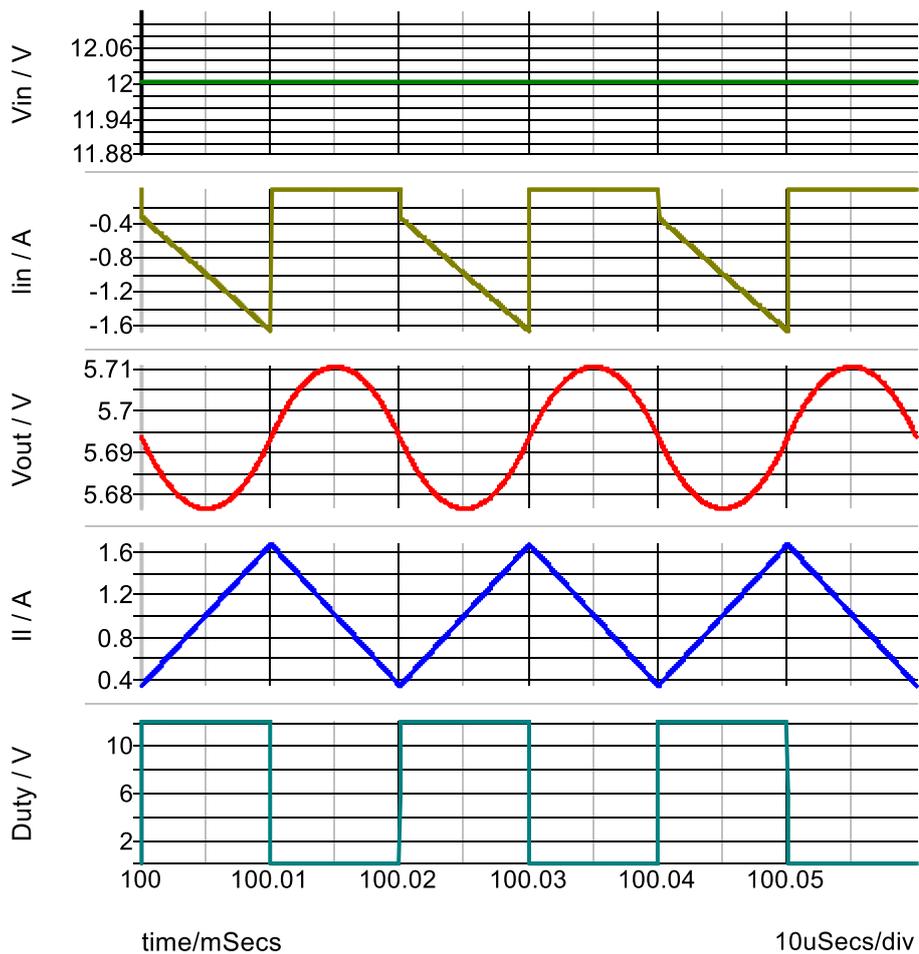


Figura 4.5: Simulación convertidor buck MC34063A 12-6 V

Como se puede apreciar en la gráfica, todas las medidas están en orden. Por un lado, se puede comprobar como el rizado de la corriente que circula por la bobina no supera el amperio de pico a pico y por otro lado el rizado es un 0,5% de la tensión que aparece a la salida del convertidor, la mitad de la máxima establecida como requisito de funcionamiento del convertidor.

Por otra parte, se puede calcular que la eficiencia de conversión de tensión es bastante alta (alrededor del 95%), por lo que este diseño funciona correctamente dentro de los requisitos establecidos desde un primer momento.

- Caso 3. Tensión de entrada 9 V y tensión de salida 3V:

Para este caso, se va a reducir la tensión de entrada de 12 V a 9 V y se va a proceder a la obtención de 3 V de tensión de salida, por lo que el ciclo de trabajo del convertidor será de un 33,33%. El filtro de salida de trabajo seguirá siendo el aceptado en el primer caso, siendo más desfavorable que este caso pues la conversión de energía es algo menor en este caso, por lo que se estima que los resultados sean favorables.

Condensador de salida	100 μ F
Inductor	47 μ H

Tabla 4.8: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 5

Se realiza la simulación con los siguientes resultados reflejados en la figura 4.6.

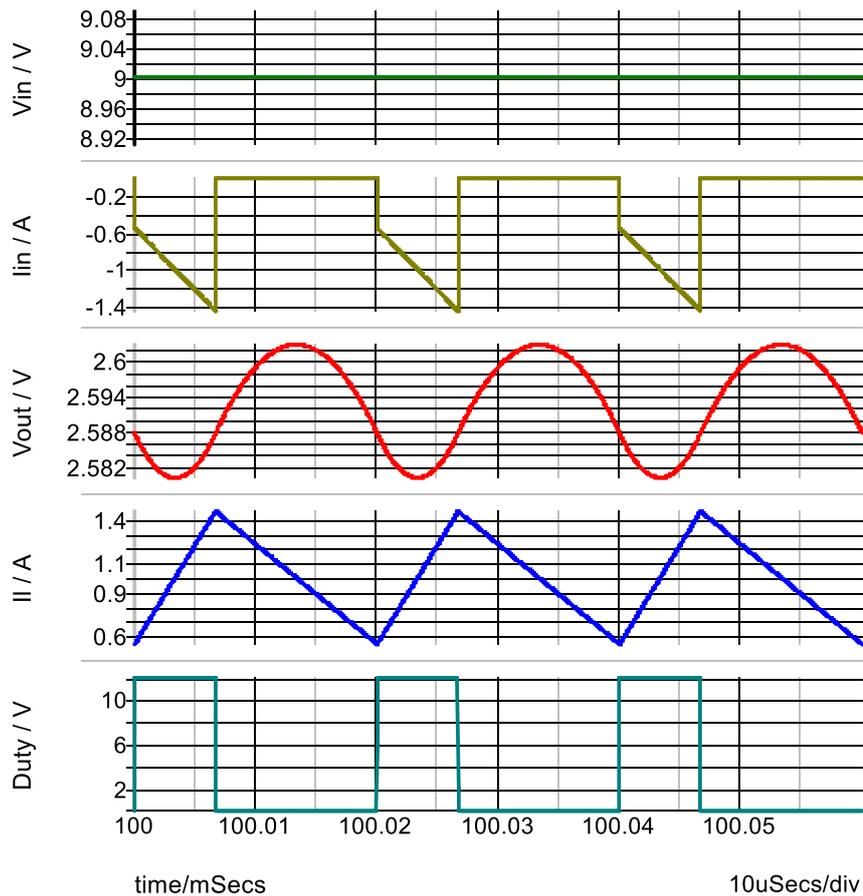


Figura 4.6: Simulación convertidor buck MC34063A 9-3 V

Como se indicaba anteriormente, se esperaban unos resultados dentro de los marcados como positivos en las especificaciones del convertidor, por lo que se da el modelo como bueno.

- Caso 4. Tensión de entrada 9 V y tensión de salida 6 V:

En este último caso de los diseñados, el cambio con respecto al anterior modelo consiste en variar el ciclo de trabajo del 33,33% al 66,67% para obtener así una salida de 6 V a partir de la entrada de 9 V.

El filtro de salida permanece inalterado con respecto al caso anterior.

Condensador de salida	100 μ F
Inductor	47 μ H

Tabla 4.9: Especificaciones del filtro en el convertidor MC34063A 6

Se lleva a cabo la simulación y se obtienen las siguientes formas de onda del convertidor, ilustradas en la figura 4.7.

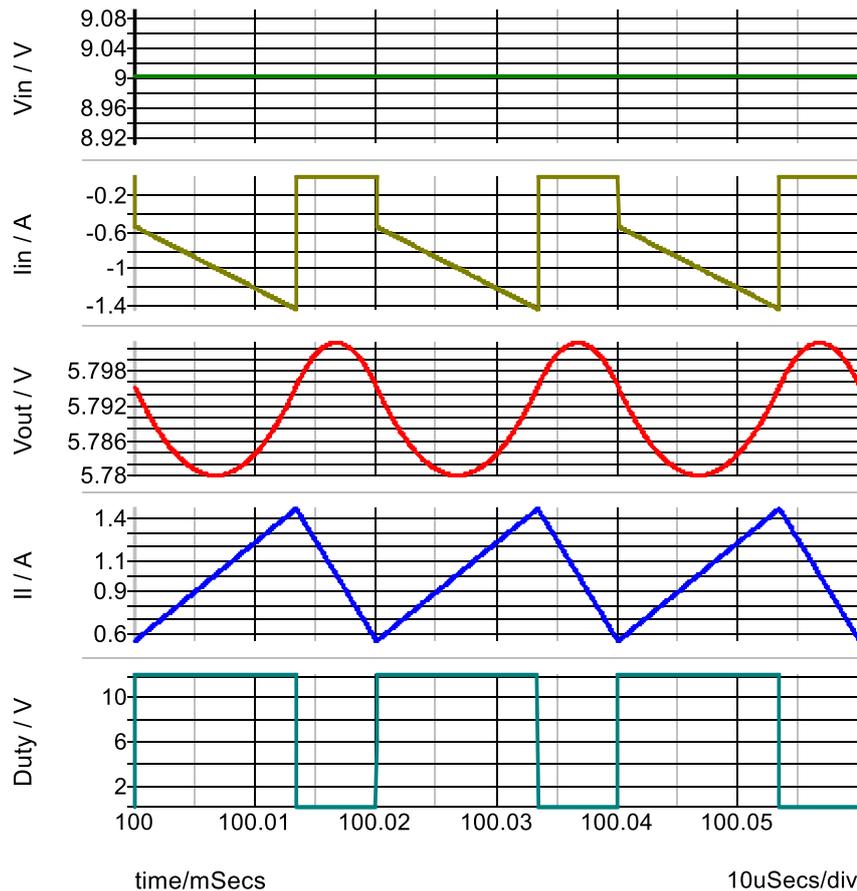


Figura 4.7: Simulación convertidor buck MC34063A 9-6 V

Como ya ocurriese en los anteriores casos, los valores obtenidos están dentro de los establecidos como requisitos y, por tanto, el modelo se considera como bueno. Como conclusión a esta primera parte de la simulación, se ha podido comprobar como los valores calculados del filtro de salida no eran del todo adecuado con las

especificaciones de diseño del convertidor establecidas en un primer momento. Tanto el rizado de la tensión de salida como el de corriente que circulan por la bobina eran demasiado elevados, por lo que era necesario rediseñar el filtro de salida. Se ha realizado una prueba intermedia en el que se han aumentado tanto el valor de la capacitancia del condensador y la inductancia de la bobina y se ha reducido considerablemente ambos valores, siendo válido el valor del rizado de la intensidad que circula por la bobina, pero no el valor de rizado de la tensión de salida, por lo que se ha realizado otra simulación para determinar finalmente que los valores sean $100 \mu\text{F}$ para el valor del condensador de salida y $47 \mu\text{H}$ para el valor de la bobina.

Una vez establecidos estos valores, se han llevado a cabo el resto de casos de simulación con unos resultados positivos y dentro de lo establecido, por lo que se han tomado los valores previamente mencionados como los adecuados para llevar a implantar en el diseño del convertidor.

4.2. Simulaciones: TPS54334

- Medidas de interés:

Para este convertidor se van a realizar tres casos de simulación distintos, pues en esta ocasión los convertidores son diferentes. Los casos de simulación aparecen en la tabla 3.31.

Simulación TPS54334			
Caso	Vin (V)	Vout (V)	Ciclo de trabajo (%)
1	12	3,3	27,5
2	12	5	41,67
3	24	12	50

Tabla 4.10: Casos de simulación para el convertidor TPS54334

Al ser convertidores diferentes, se ha llevado a cabo cálculos independientes del filtro de salida y, por tanto, se comprobará para cada caso si los valores del condensador y de la bobina son adecuados y, en caso de no serlo, se simulará con otros valores para ajustar en cada caso la salida más adecuada para cada uno de los convertidores. Al igual que en el caso anterior, se va a proceder a realizar las medidas de los siguientes parámetros:

- Tensión de entrada.
- Corriente de entrada.
- Tensión de salida.
- Intensidad que circula por la bobina.
- Ciclo de trabajo.

El esquemático de la simulación tendrá, por tanto, la forma que muestra la figura 4.8.

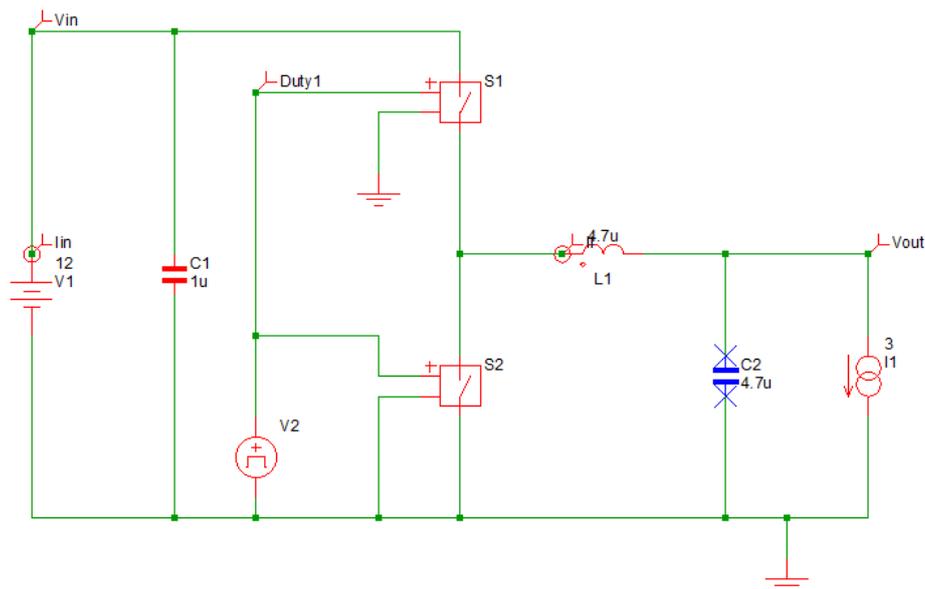


Figura 4.8: Esquemático del convertidor TPS54334

La principal diferencia que se puede apreciar entre el MC34063A y el TPS54334 es que este último es síncrono, a diferencia del anterior. Esto se refleja en el cambio de un diodo por otro interruptor en el esquemático. Así, como se ha indicado en la sección del estado del arte, esto debería significar un aumento en la eficiencia del convertidor.

Los interruptores que presenta el integrado TPS54334 son dos MOSFET: el MOSFET superior presenta una resistencia en conducción de 130 mΩ, mientras que el MOSFET inferior presenta una resistencia en conducción típica de 84 mΩ. Por tanto, los parámetros de estos interruptores en SIMPLIS son los incluidos en la tablas 4.11 y 4.12.

Interruptor superior	
Lógica	Positiva
Resistencia de apagado	1 MΩ
Resistencia de encendido	130 mΩ
Tensión umbral	2 V
Histéresis	100 m

Tabla 4.11: Especificaciones del interruptor superior en el convertidor TPS54334

Interruptor inferior	
Lógica	Negativa
Resistencia de apagado	1 MΩ
Resistencia de encendido	84 mΩ
Tensión umbral	2 V
Histéresis	100 m

Tabla 4.12: Especificaciones del interruptor inferior en el convertidor TPS54334

Aparte de la resistencia mencionada, hay que destacar que la lógica del interruptor superior es positiva mientras que la lógica del interruptor inferior es negativa. Esto implica que, mientras un interruptor esté accionado, el otro estará apagado, es decir, son complementarios. Sólo se ha incluido una muestra de tensión para medir el ciclo de trabajo de los interruptores, pues es el mismo para los dos, cambiando únicamente la lógica de encendido de estos.

4.2.1. Caso 1. Entrada 12 V salida 3,3 V

En el primer caso de fuente desarrollada con el integrado TPS54334, se va a simular una fuente buck síncrona que recibe una tensión de entrada de 12 V mientras ambos interruptores conmutan a una frecuencia de 570 kHz, siendo el ciclo de trabajo del interruptor superior del 27,5% para la obtención de una salida teórica de 3,3 V, mientras que el interruptor inferior, al ser complementario al superior, presentará un ciclo de trabajo de 72,5%.

- Gráficas de interés

La primera simulación se realizará con los valores de los componentes del filtro de salida calculados y que se incluyen en la tabla 4.13.

Condensador de salida	4,7 μF
Inductor	4,7 μH

Tabla 4.13: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 1

Se simula con SIMPLIS el circuito síncrono y los valores de medida deseados tienen el aspecto reflejado en la figura 4.9.

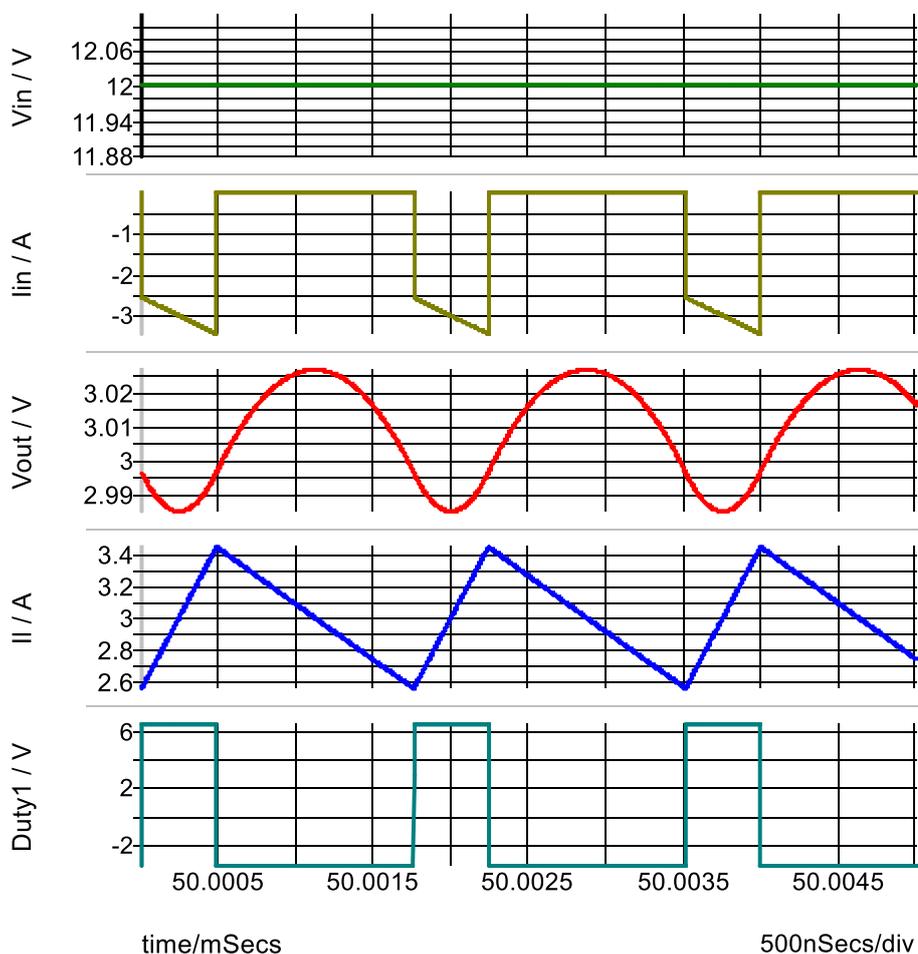


Figura 4.9: Simulación del convertidor TPS54334 12-3,3 V 1

Los valores obtenidos son positivos en cuanto al rizado de la corriente, pues apenas supera el amperio de intensidad pico a pico. Sin embargo, el rizado de la salida de la tensión se encuentra justo en el límite del 1%, por lo que será necesario utilizar un valor de condensador de salida más alto. En cuanto a niveles de eficiencia, se

obtienen valores cercanos al 91%, ampliamente superior al 80% inicialmente marcado como umbral.

Para la siguiente simulación, se va a aumentar el valor del condensador de salida para disminuir el rizado en la tensión de salida, a la par que se va a aumentar también el valor de la inductancia que, pese a cumplir con los requisitos y no se satura la bobina con los valores de pico de intensidad, se busca comprobar su efecto en la corriente de salida y la disminución del rizado de esta. La siguiente tabla muestra el filtro a simular.

Condensador de salida	10 μ F
Inductor	10 μ H

Tabla 4.14: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 12-3,3 V (2)

Se realiza la simulación del buck síncrono con los valores del filtro especificados, con los siguientes resultados:

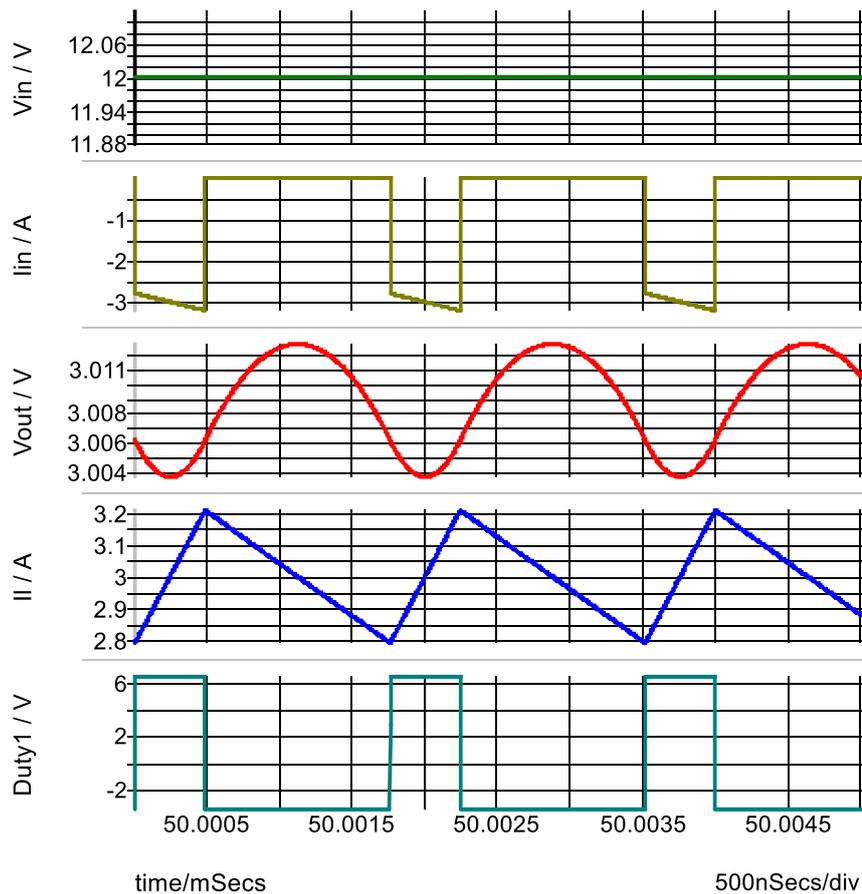


Figura 4.10: Simulación del convertidor TPS54334 12-3 V 2

Con la variación de este filtro se han conseguido mejorar los resultados que se habían propuesto mejorar: por una parte, el rizado de la tensión de salida apenas representa algo más del 0,2% de la tensión de salida, un porcentaje bastante menor del 1% obtenido en el caso anterior. Por otro lado, la intensidad pico a pico de la intensidad que circula por la bobina se ha reducido de 800 mA a la mitad. Sin embargo, estos valores están muy cercanos a los valores que el fabricante del inductor marca como límites para la saturación.

Por tanto, se va a llevar a cabo otra simulación manteniendo el valor del condensador de salida y disminuyendo al siguiente valor normalizado del inductor. La siguiente tabla incluye los valores del filtro de salida para esta tercera simulación de este convertidor.

Condensador de salida	10 μ F
Inductor	8,2 μ H

Tabla 4.15: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 3

Las formas de onda resultantes obtenidos al realizar la simulación son los ilustrados en la figura 4.11.

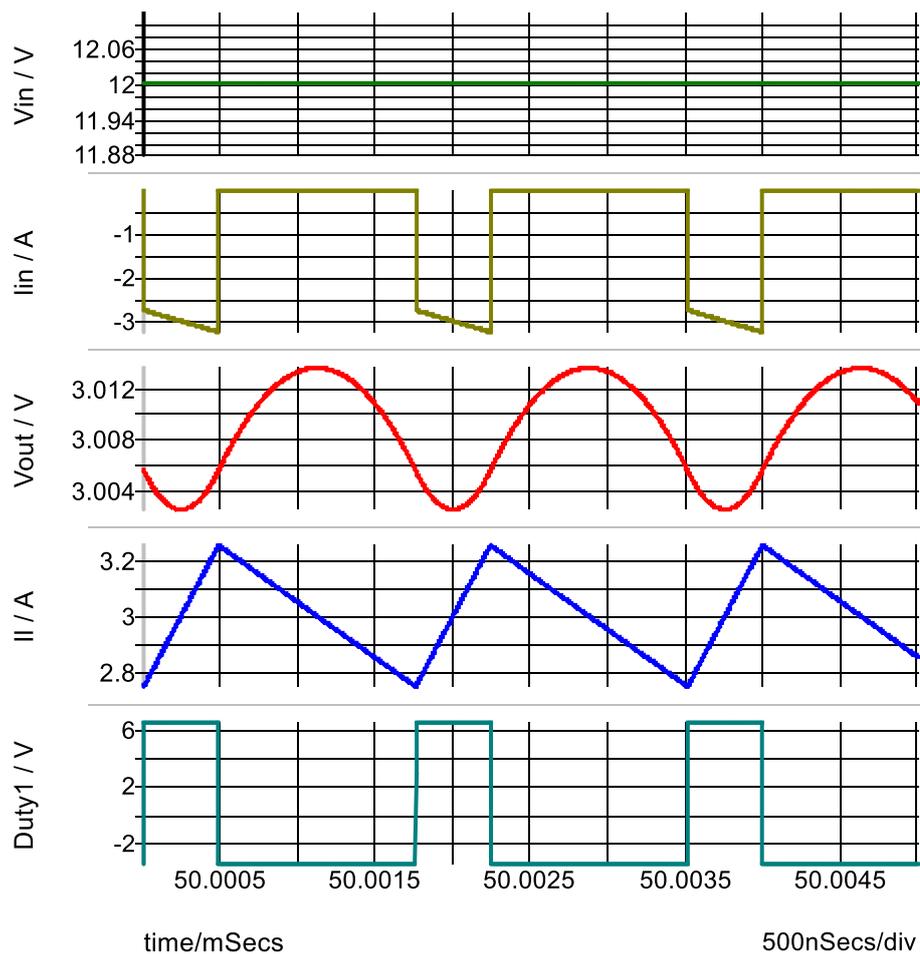


Figura 4.11: Simulación del convertidor TPS54334 12-3 V 3

En este caso, los valores de la intensidad que circula por la bobina son bastante más holgados con los valores de la intensidad eficaz y de la intensidad de saturación que

indica la hoja de características de la serie SRN8040 de Bourns Inductors, serie de inductores elegida para fabricar este convertidor.

Por tanto, en base a las simulaciones, se ha decidido que el valor del condensador sea de 10 μF y el valor de la bobina sea de 8,2 μH , quedando justificado la elección de los valores de estos con lo explicado en las líneas anteriores.

4.2.2. Caso 2. Tensión de entrada 12V y tensión de salida 5V

En el segundo caso del convertidor basado en el integrado TPS54334, se va a simular una fuente buck síncrona que recibe una tensión de entrada de 12 V mientras ambos interruptores conmutan a una frecuencia de 570 kHz, siendo el ciclo de trabajo del interruptor superior del 41,67% para la obtención de una salida teórica de 5 V, mientras que el interruptor inferior, al ser complementario al superior, presentará un ciclo de trabajo de 58,33%.

- Gráficas de interés

La tabla 4.16 muestra los valores del condensador y de la bobina que se han calculado y que se van a incluir en la primera simulación del convertidor.

Condensador de salida	10 μF
Inductor	10 μH

Tabla 4.16: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 3

El resultado de realizar la simulación del circuito son las formas de onda que aparecen en la figura 4.12.

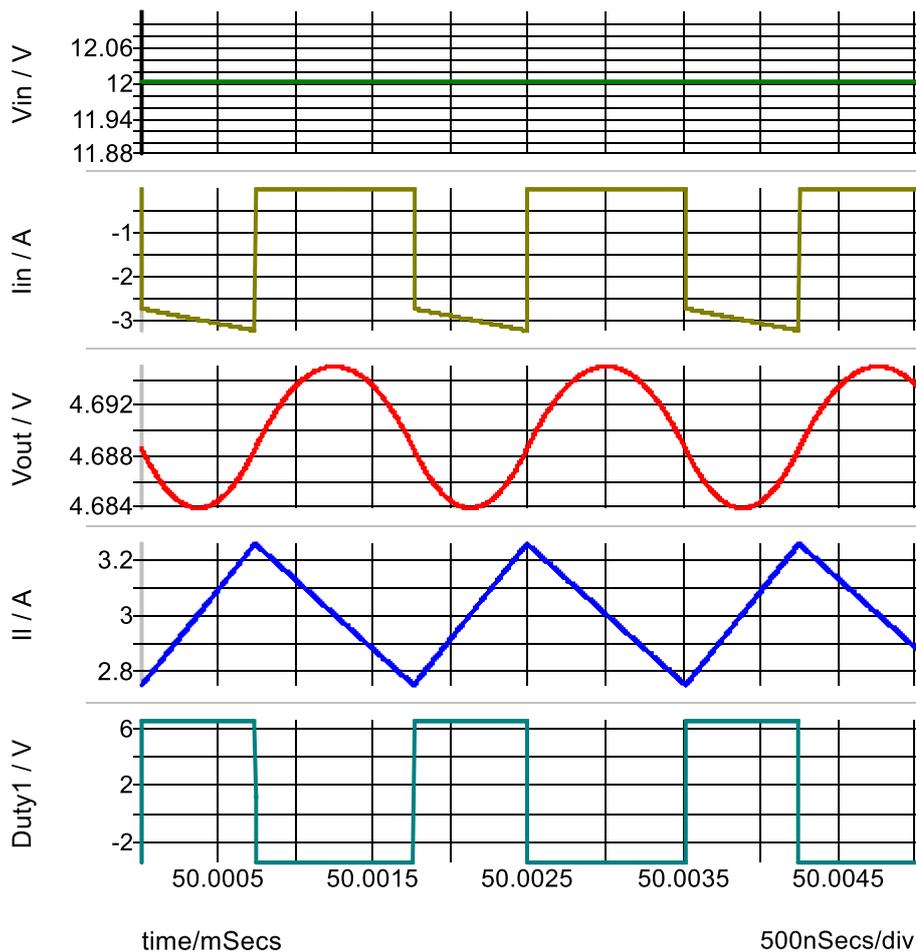


Figura 4.12: Simulación del convertidor TPS54334 12-5 V 1

Como se puede apreciar en las gráficas obtenidas de simular el convertidor con los valores de condensador y de bobina del filtro inicialmente calculado, los valores son buenos, ya que se encuentran dentro del rango de valores establecidos: el rizado de la tensión de salida es apenas el 0,2% del valor de la tensión de salida, más bajo que el 1% marcado como límite máximo. Por otro lado, la bobina presenta un rizado de la corriente que circula por el componente de algo más que 400 mApp, valor aceptable, pues no es excesivo.

Se va a realizar otra simulación con unos valores más altos de inductor y de condensador de salida para contrastar el resultado obtenido. El filtro presentará las características reflajadas en la tabla 4.17.

Condensador de salida	22 μ F
Inductor	22 μ H

Tabla 4.17: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 4

Se procede a la simulación de este con el resultado que refleja la figura 4.13.

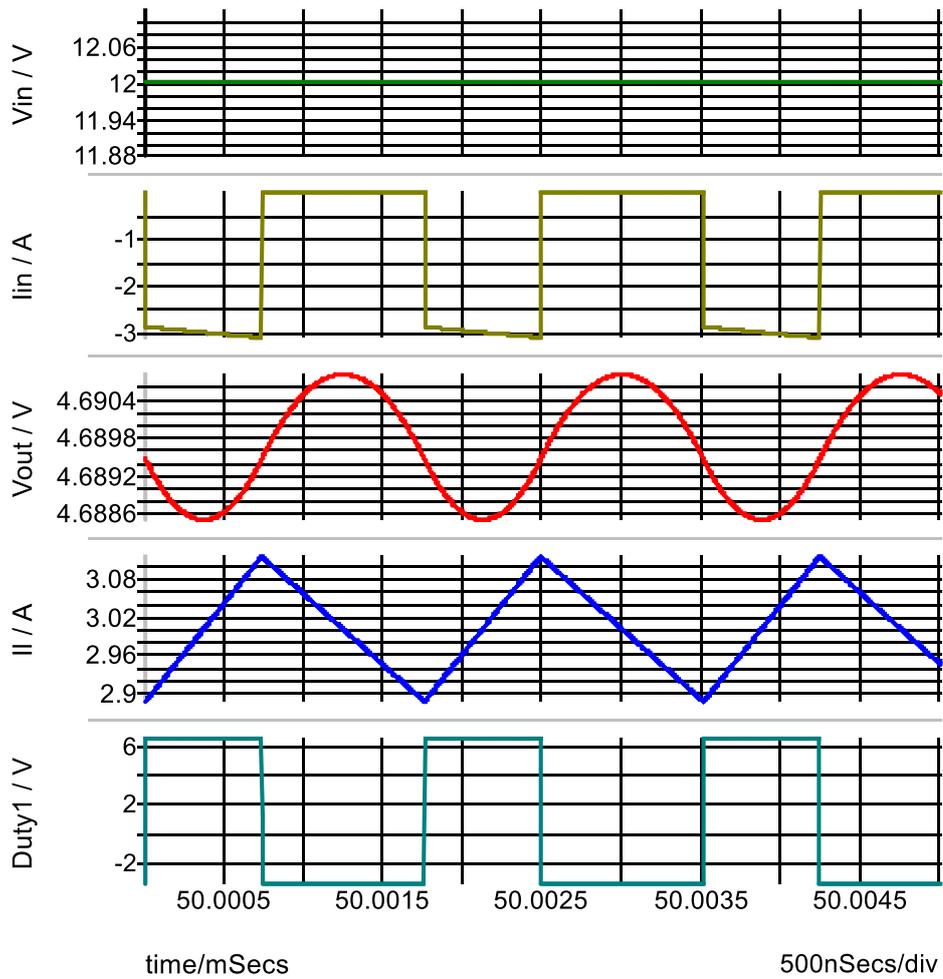


Figura 4.13: Simulación del convertidor TPS54334 12-5 V 2

Los resultados presentan unas mejores medidas que los anteriores, que ya de por sí eran válidos. El rizado de tensión de la salida es muy bajo y la corriente que circula por el inductor ha disminuido también a la mitad. Se optará por el uso de estos valores de filtro dado que los resultados son bastante buenos y se dará algo más de margen en casos desfavorables del convertidor.

4.2.3. Caso 3. Tensión de entrada 24V y tensión de salida 12V

Para el último convertidor basado en el integrado TPS54334 se ha seguido el mismo procedimiento que para los otros dos anteriores. Se comprobará si los resultados obtenidos con los valores mínimos calculados son positivos y, en caso negativo, se procederá a elegir otros valores mayores para los componentes que componen el filtro. El convertidor presentará una tensión a la entrada de 24 V y la tensión teórica que ofrecerá a la salida será de 12 V, por lo que el ciclo de trabajo de esta fuente será del 50%. Como ya ha ocurrido en los casos anteriores, los trenes de pulsos que reciben los interruptores son complementarios, es decir, mientras uno está en conducción, el otro se encontrará apagado y viceversa. Esto se consigue cambiando la lógica de encendido del interruptor.

- Gráficas de interés

La siguiente tabla indica los valores del condensador y de la bobina calculados previamente en el punto 3 del proyecto.

Condensador de salida	3 μ F
Inductor	22 μ H

Tabla 4.18: Especificaciones del filtro en el convertidor TPS54334 5

Se procede, por tanto, a realizar la simulación del circuito buck síncrono con estos valores del filtro. Las formas de onda aparecen en la figura 4.14.

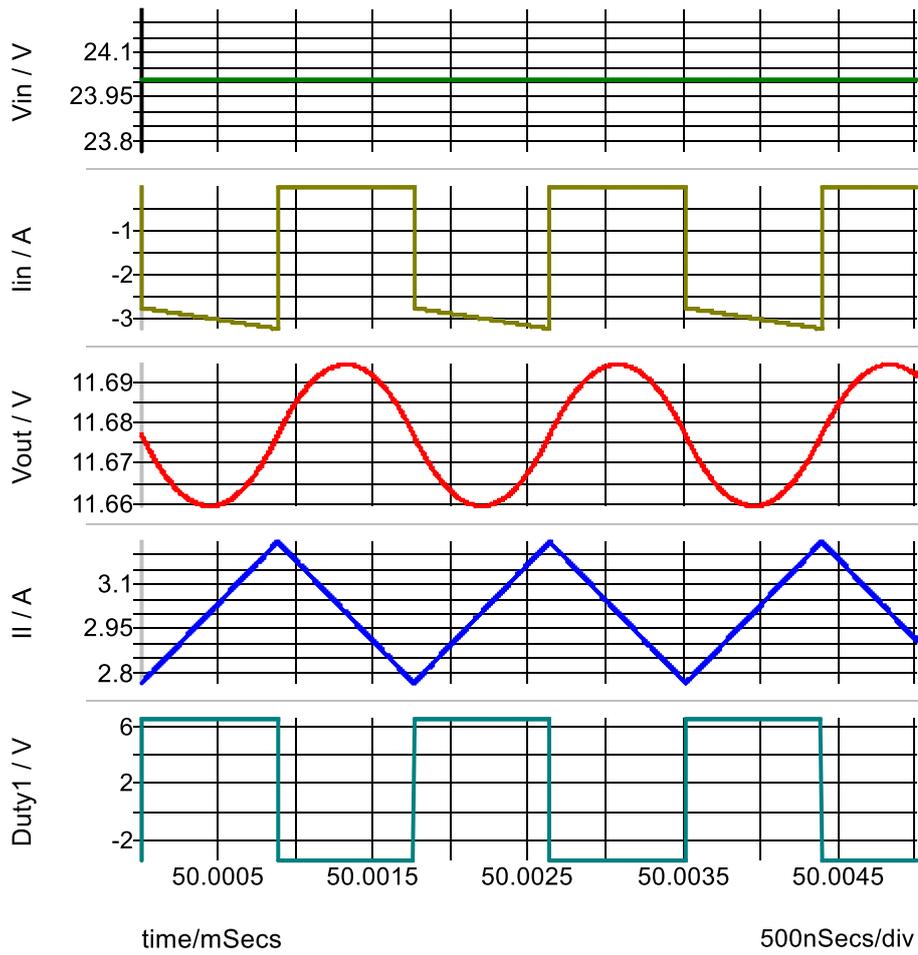


Figura 4.14: Simulación del convertidor TPS54334 24-12 V 1

El filtro calculado en el apartado anterior sería válido para la fabricación del convertidor según las especificaciones marcadas en un principio. El rizado de la tensión de salida apenas supone el 0,25% del valor total que aparece en la salida y la corriente que circula por la bobina presenta un rizado de alrededor de 400 mApp. Por tanto, siendo las condiciones tan favorables con estos valores del filtro, se escogerán estos valores como los indicados para la fabricación del convertidor.

4.3. Simulaciones: LM3150

- Medidas de interés

La siguiente tabla muestra el único caso de simulación que presenta este convertidor.

Simulación LM3150			
Vin (V)	Vout (V)	Ciclo de trabajo (%)	Corriente máxima (A)
12	5	41,67	5

Tabla 4.19: Caso de simulación del convertidor LM3150

Con esta simulación se pretende conocer y analizar las formas de onda que presentan los siguientes parámetros:

- Tensión de entrada
- Intensidad de entrada
- Tensión de salida
- Intensidad que circula por el inductor
- Ciclo de trabajo

El circuito esquemático diseñado para realizar las simulaciones en SIMPLIS es igual que en el caso anterior, pues el circuito sigue el modelo de un buck síncrono. El diseño del esquemático del convertidor *buck* síncrono viene reflejado en la figura 4.15.

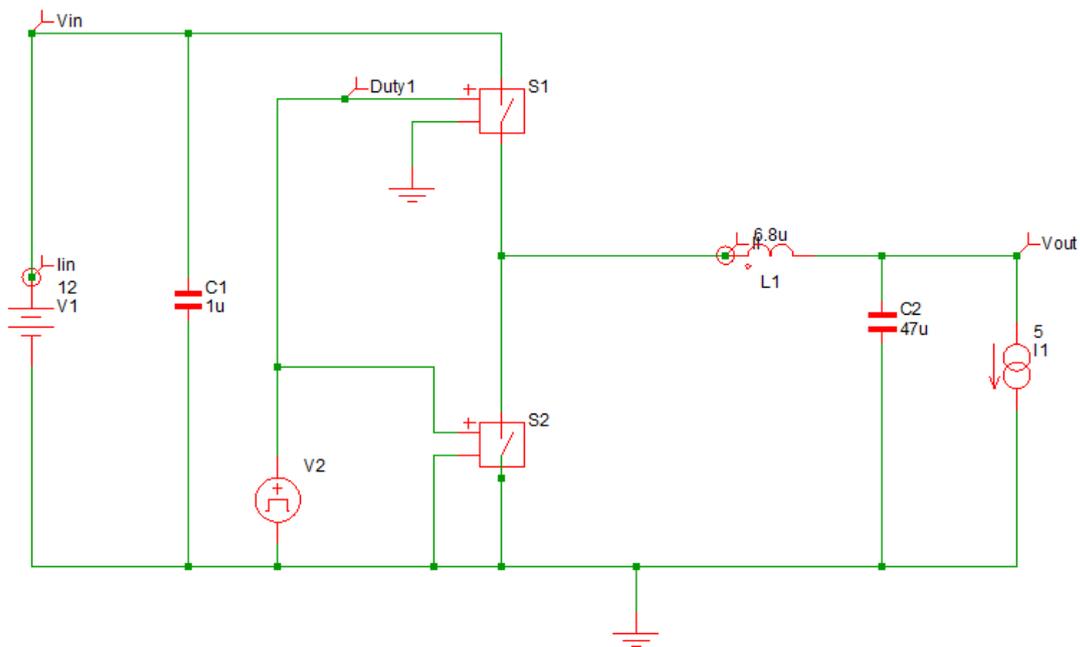


Figura 4.15: Esquemático del convertidor buck síncrono LM3150

Hay que destacar que los interruptores que aparecen en este circuito son externos al circuito integrado LM3150, a diferencia del integrado TPS54334, que integraba dos MOSFETs dentro de su empaquetado. Esto ofrece una gran flexibilidad para elegir los transistores y, en este caso, tendrán unos valores de resistencia de encendido (R_{on}) más bajos que los que integra el otro regulador, siendo el valor de esta resistencia en los MOSFETs elegidos de 30 m Ω . Esto se ha tenido en cuenta a la hora de modificar los parámetros por defecto que incluían los interruptores proporcionados por el simulador. Por tanto, los interruptores presentan los parámetros de diseño incluidos en las tablas 4.20 y 4.21.

Interruptor superior	
Lógica	Positiva
Resistencia de apagado	1 M Ω
Resistencia de encendido	30 m Ω
Tensión umbral	2 V
Histéresis	100 m

Tabla 4.20: Especificaciones del interruptor superior en el convertidor LM3150

Interruptor inferior	
Lógica	Negativa
Resistencia de apagado	1 MΩ
Resistencia de encendido	30 mΩ
Tensión umbral	2 V
Histéresis	100 m

Tabla 4.21: Especificaciones del interruptor inferior en el convertidor LM3150

Cabe destacar, como se hizo en el convertidor buck anterior, que la lógica de los interruptores es diferente (opuesta), para que mientras uno se encuentra en estado de conducción, el otro está en corte y al revés, simulando así el comportamiento del convertidor síncrono.

- Gráficas de interés

En primer lugar, se procederá a la simulación del circuito buck síncrono con los valores de condensador y de bobina mínimos calculados en el apartado anterior. Estos valores son los siguientes:

Condensador de salida	47 μF
Inductor	6,8 μH

Tabla 4.22: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (1)

Se procede a realizar la simulación del circuito, y se obtienen las formas de onda que ilustra la figura 4.16.

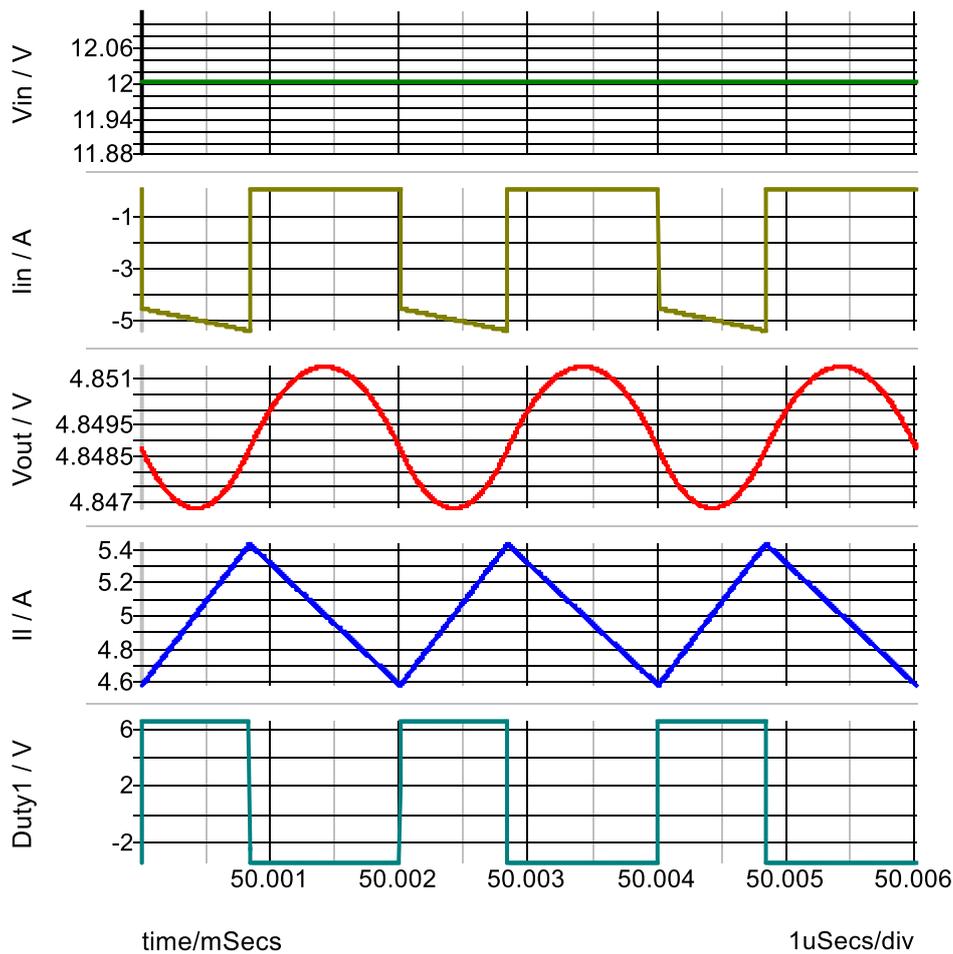


Figura 4.16: Simulación del convertidor LM3150 (1)

Como se aprecia en la figura que contiene las formas de onda fruto de la primera simulación, el rizado que presenta el convertidor a la salida es bastante más bajo del 1% marcado como límite máximo (0,08% del valor de tensión de la salida). Sin embargo, el valor del rizado de la corriente que circula por la bobina es demasiado elevado (0,8 A de intensidad pico a pico), por lo que se aumentará el valor de la inductancia para la reducción de este valor.

Se va a proceder a simular a continuación con un nuevo valor de inductancia, de 10 μH en este caso, con el que se pretende reducir el rizado de la intensidad del inductor. La siguiente tabla muestra los valores de los componentes del filtro.

Condensador de salida	47 μ F
Inductor	10 μ H

Tabla 4.23: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (2)

Se realiza la simulación con las formas de onda resultantes que aparecen en la figura 4.17.

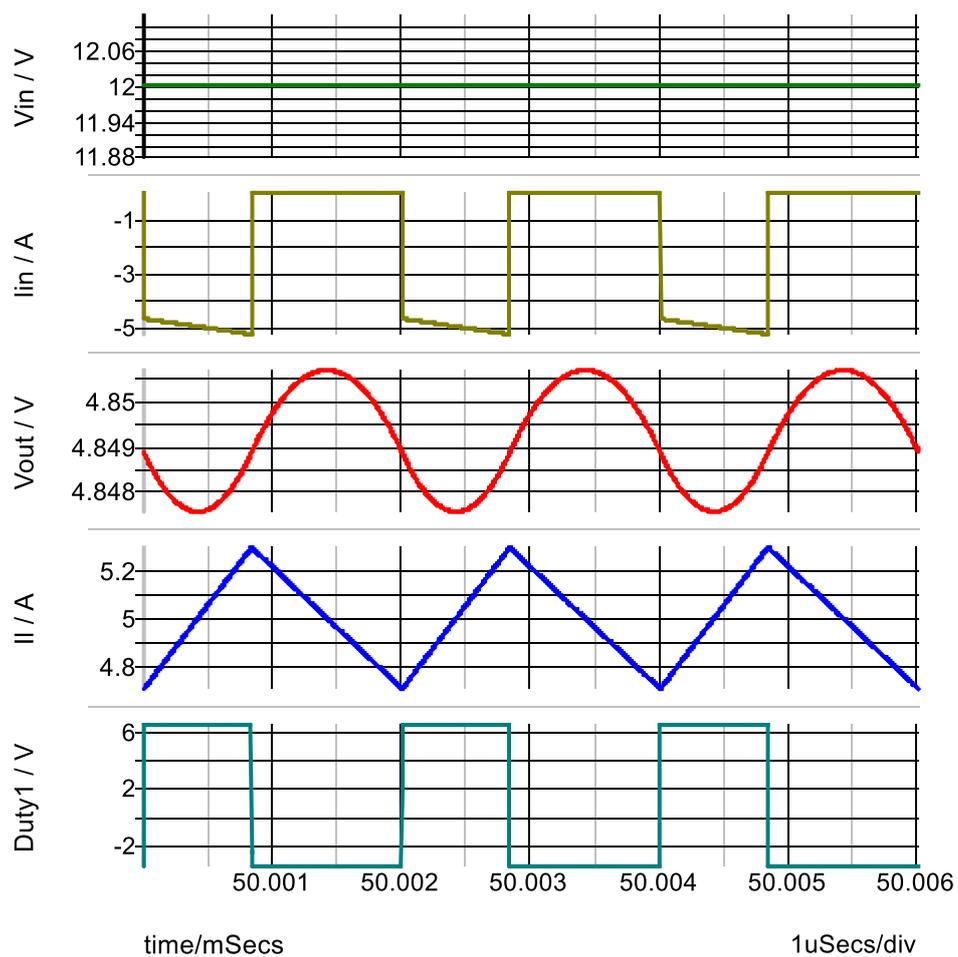


Figura 4.17: Simulación del convertidor LM3150 (2)

Si bien el valor del rizado de la intensidad que circula por la bobina se ha reducido, esta atenuación es insuficiente y sigue siendo elevado.

El siguiente valor de la inductancia de la bobina con el que se va a simular es de 22 μH . Por tanto, los valores de los componentes del filtro de salida aparecen en la tabla 4.24.

Condensador de salida	47 μF
Inductor	22 μH

Tabla 4.24: Especificaciones del filtro en el convertidor LM3150 (3)

Se lleva a cabo la simulación y la siguiente figura muestra las formas de onda que se obtienen tras el último cambio en el filtro de salida.

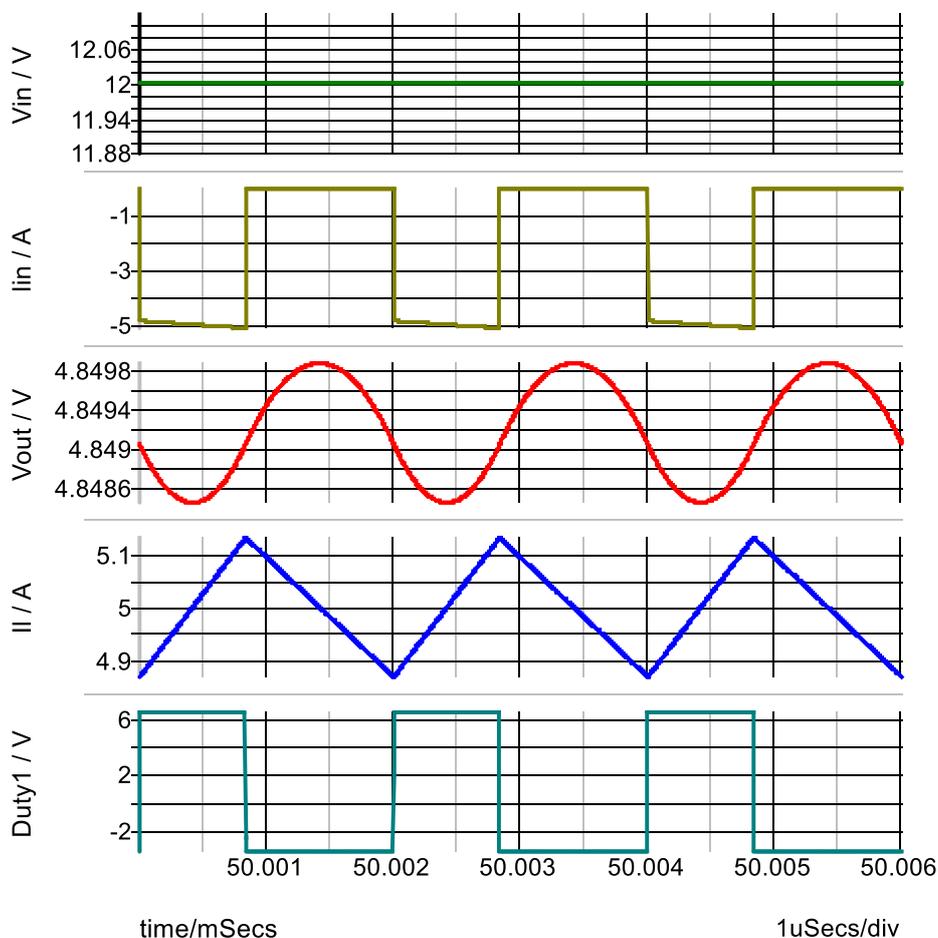


Figura 4.18: Simulación del convertidor LM3150 (3)

Aquí se aprecia una mejoría significativa y suficiente para considerar las simulaciones como buenas. El rizado en la tensión de salida es muy pequeño y el de la corriente del inductor presenta unos valores buenos, por lo que se tomarán los valores del filtro de salida de la última simulación como los aptos para la fabricación del convertidor.

5. Implementación

Una vez realizadas las simulaciones y realizados los cambios en los valores de los componentes, llega la hora de realizar el diseño de la PCB donde se va a implementar el regulador. Para realizar el diseño del *layout* se ha utilizado Autodesk Eagle, que es un programa de EDA en el que partiendo de un esquemático donde se modelan los componentes y se especifican sus conexiones, permite posteriormente el diseño de la PCB y la exportación en el formato deseado para su fabricación.

En EAGLE, cada componente del esquemático (resistencias, condensadores, bobinas, circuitos integrados, etc.) van asociados a una huella o *footprint*, que indican las dimensiones, *pads* y demás características del componente, necesarios para el diseño del *layout* de la placa a fabricar. Así, Eagle dispone de un amplio número de componentes y *footprints* con el que se puede diseñar el esquemático y la PCB. En caso de no existir dichos componentes en sus librerías, EAGLE ofrece la posibilidad de, partiendo de la hoja de características del componente, crear uno nuevo para así adaptarlo al diseño.

5.1. Implementación del convertidor en Eagle

Para la implementación del convertidor en Autodesk EAGLE, en primer lugar, se parte del ejemplo del esquemático obtenido de la hoja de características de cada regulador, anteriormente utilizada para realizar los cálculos de los componentes del circuito. Así, se procede a añadir los componentes, con el *footprint* adecuado de cada uno de ellos, y se procede a realizar las conexiones de cada uno de ellos.

Una vez finalizado el diseño del esquemático, se generará, a partir de dicho esquemático, un fichero donde se procederá al diseño de la PCB, con todo lo que ello conlleva: dimensionamiento de la placa, colocación de los componentes, realización del conexionado mediante vías y pistas, inclusión de planos o zonas de baja impedancia, recolocación del *silkscreen* o texto asociado a cada componente en la superficie de la placa para evitar equivocaciones a la hora de soldar, etc.

Como se indicó en anteriores secciones, se van a fabricar tres tipos diferentes de PCB basadas cada una en un regulador, por lo que será necesario la implementación y el diseño de tres proyectos diferentes.

5.1.1. Implementación del convertidor MC34063A

Para el diseño de este controlador se ha optado por el uso de un condensador de tipo electrolítico de aluminio para el filtro de entrada y otros dos iguales para implementar el filtro de salida, ambos de la familia *Nichicon* con un *footprint* 1GB, además de un inductor de la familia *BOURNS* modelo SRN1060. El diodo escogido es el modelo B340-13-F del fabricante *Diodes incorporated*. Se ha optado por la implementación de una fila de 12 pines para tierra y otro conector de 24 pines duales para tierra y para el manejo de la entrada y la salida del convertidor. Por otro lado, los condensadores cerámicos utilizados en la parte de control del convertidor tendrán un *footprint* 1206 mientras que las resistencias tendrán un *footprint* 0805. Al no encontrarse en la librería de componentes ni el potenciómetro utilizado para la regulación de la tensión de salida ni el controlador MC34063A, se ha realizado el diseño aparte de ambos componentes, así como de sus *footprints*. Por tanto, los componentes necesarios para el diseño del esquemático y sus *footprints* son los incluidos en la tabla 5.1.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
MC34063	Buck/Boost/Inverting	Controlador de fuente	IC1	SOIC 8	1
Resistencia	Resistencia	<i>Feedback</i>	R1	805	1
Resistencia	Resistencia	<i>Feedback</i>	R2	805	1
Resistencia	Resistencia	Rsc	R3	805	1
Condensador	Cerámico	<i>Bypassing</i>	C1	1206	1
Condensador	Cerámico	Oscilador	C2	1206	1
Condensador	Electrolítico	Condensador de entrada	C3	1GB	1
Condensador	Electrolítico	Filtro de salida	C4 C5	1GB	2
Bobina	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 1060	1
Diodo B340	Diodo Schottky	<i>Switch</i>	D1	SMC	1
Potenciómetro TC33X-2-103E	Trimpot SMD	<i>Feedback</i>	VR1	TRIM_TC33X-2-103E	1

Tabla 5.1: Componentes para el diseño del convertidor MC34063A

Así, una vez definidos los componentes para el diseño del convertidor, se procede al diseño del archivo esquemático en EAGLE. Este diseño es el que aparece en la figura 5.1.

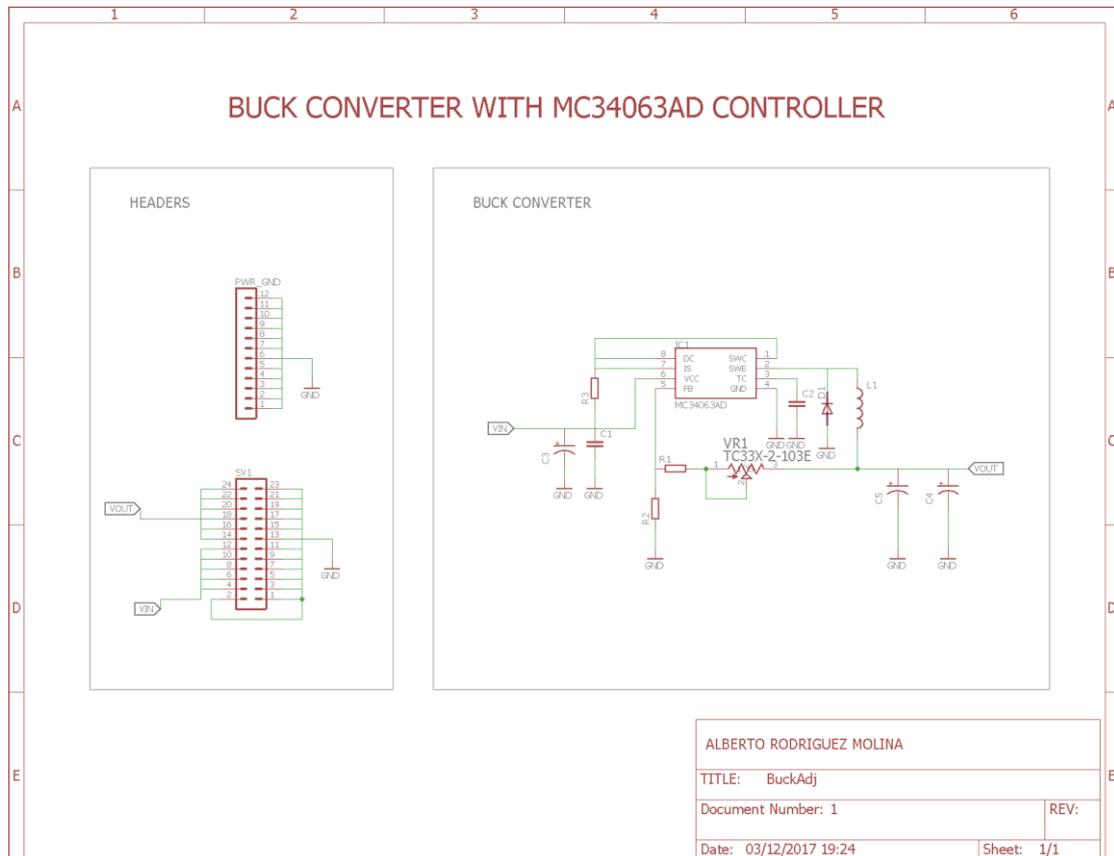


Figura 5.1: Esquemático del convertidor buck MC34063A

Tras finalizar el diseño del esquemático, se procederá al diseño del *layout* de la PCB para la implementación del circuito en un espacio físico. En algunas hojas de características aparece una imagen en la que el fabricante indica un *layout* recomendado para facilitar el diseño y para conseguir que el convertidor sea lo más eficiente posible. En este caso, la hoja de características del MC43063AD presenta la recomendación ilustrada en la figura presentada a continuación.

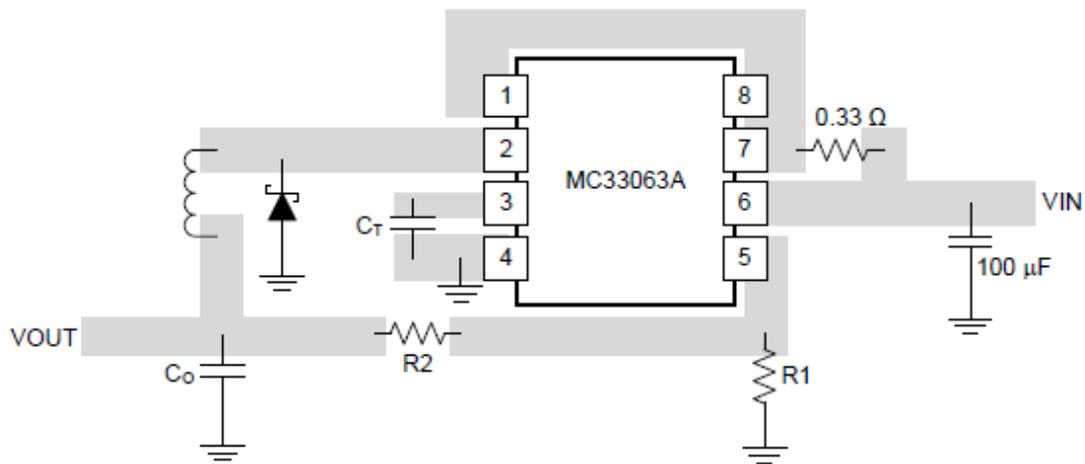


Figura 5.2: Ejemplo de diseño del layout del buck MC34063A

Donde las zonas sombreadas indican que la conexión ha de realizarse mediante planos, pues la impedancia de la pista es mínima y, además, la disipación de calor es mayor. Esta conexión entre componentes mediante planos es esencial para componentes que transportan elevadas cantidades de corriente, como en este caso son los condensadores de entrada, de salida, el inductor y el propio integrado.

Por tanto, y modificando pequeñas cosas respecto al ejemplo de *layout* anteriormente visto, se ha decidido la colocación de la parte de control del integrado en la capa de abajo para compactar las dimensiones de la placa, así como el propio controlador. El resultado obtenido es el ilustrado en las figuras 5.3 y 5.4.

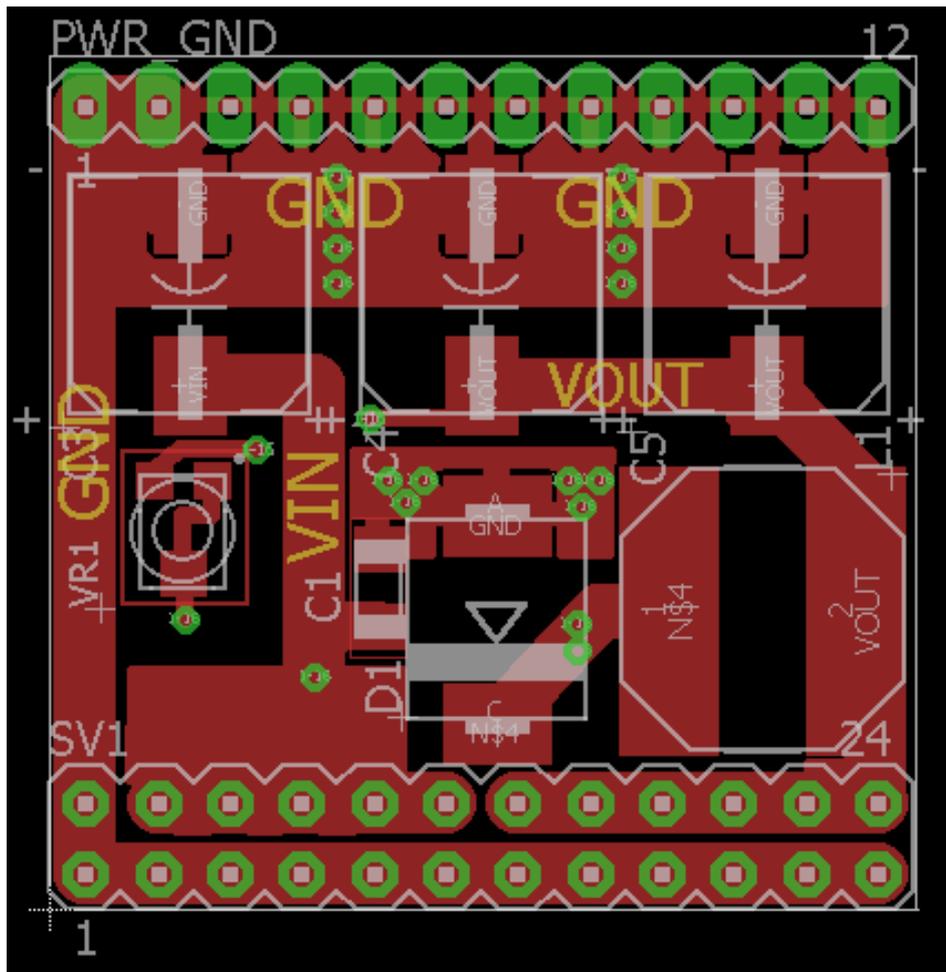


Figura 5.3: Layout del buck MC43063. Capa superior

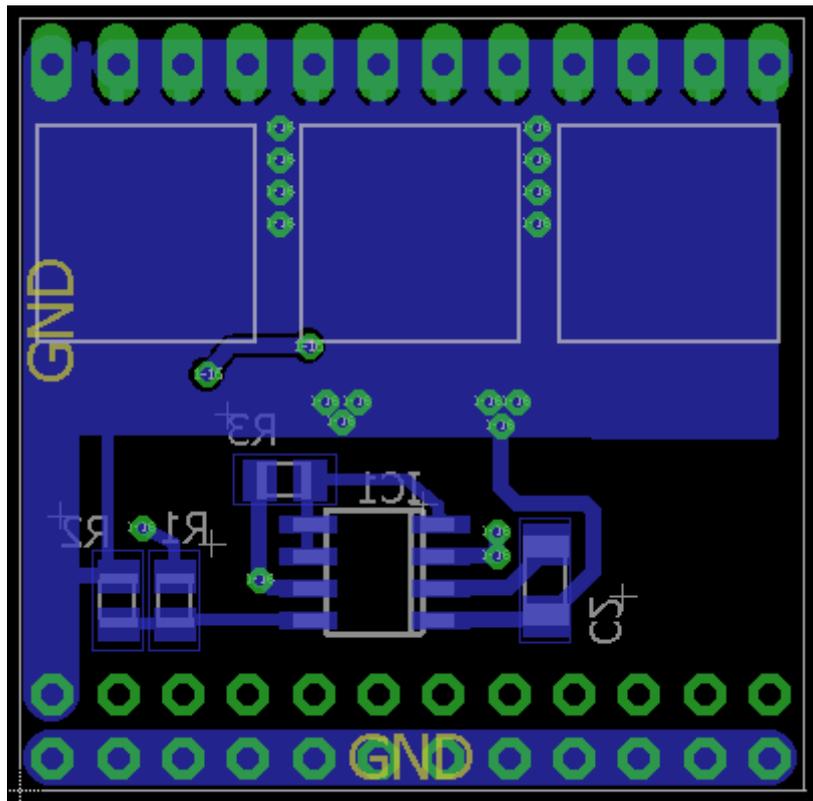


Figura 5.4: Layout del buck MC43063. Capa inferior

Cabe destacar el plano de masa introducido en la capa inferior, situado bajo los condensadores electrolíticos de aluminio, pues es un plano que se introduce en circuitos de electrónica de potencia, pues gracias a dicho plano, aumenta la eficiencia del convertidor, gracias a que la corriente que circula por dicho plano traza el camino más corto y directo posible y así se evitan pérdidas de potencia. Para llevar los *pads* de los condensadores al plano de masa se utilizan grupos de vías para el cambio de capa. Además, este plano, situado bajo los elementos de potencia, ejerce un efecto capacitivo atenuante del ruido, perjudicial para otros componentes analógicos que se pueden encontrar en el diseño.

El ancho de las conexiones entre los componentes viene determinado por la máxima corriente que circula por estos componentes. Así, pues si la corriente máxima que provee el convertidor es de 1 A, el ancho de la pista tendrá un mínimo de 0,3 mm de ancho.

Por otro lado, cabe reseñar que las conexiones entre el integrado y la etapa de salida de potencia son los más cortas y directas posibles, debido al ruido mencionado

anteriormente, ya que en este caso se generan señales con frecuencias de hasta 50 kHz que pueden afectar a los otros componentes y provocar la aparición de ruido y de efectos indeseados en estos.

Por último, reseñar que, para tratar la señal de entrada a un circuito integrado analógico, es necesario la colocación del condensador de *bypassing* para evitar la introducción de ruido en dicho integrado que proviene de la red de alimentación. Este condensador debe estar lo más cerca posible del circuito integrado para evitar la inductancia de las pistas del circuito impreso y que así eliminen el efecto realizado por el condensador.

El resultado del diseño de esta PCB es una placa de tamaño 30x30 mm². Una vez terminado el diseño, se procede a la generación de los archivos gerber y el fichero de taladros, que se genera de manera diferente al resto de capas. El resultado es la generación de ficheros con las extensiones indicadas en la tabla 5.2.

Extensión	Descripción
GBL	Cobre de la capa inferior
GBO	<i>Silkscreen</i> inferior
GBS	<i>Soldermask</i> inferior
GML	Capa de fresado
GTL	Cobre de la capa superior
GTO	<i>Silkscreen</i> superior
GTP	Pasta superior
GTS	<i>Soldermask</i> superior
TXT	Fichero de taladros
dri	Fichero de información
gpi	Fichero de información de taladros

Tabla 5.2: Extensiones de los ficheros gerber

5.1.2. Implementación del convertidor TPS54334

En este segundo diseño se puede apreciar claramente cómo el número de componentes es considerablemente mayor con respecto al anterior caso. Si bien la fuente es más precisa y su eficiencia es mayor, el riesgo de fallo debido al alto número de componentes y la compactación de la placa es mayor. Para este diseño, se ha optado por condensadores cerámicos tanto para la entrada como para la salida, motivado principalmente por su reducido tamaño, cuyo *footprint* es 1812. Para el inductor se ha decidido seguir utilizando bobinas del fabricante *BOURNS*, concretamente el modelo SRN8040. En este caso, se ha decidido utilizar dos filas de pines simples que se colocarán a ambos lados de la PCB para el manejo de las señales de entrada, salida y masa del convertidor. Por otro lado, las resistencias del modelo siguen el *footprint* 0805 y los condensadores cerámicos utilizados para el control del integrado siguen el mismo *footprint* que los resistores (0805).

La lista de componentes para la implementación del circuito en EAGLE queda de la siguiente forma, resumida en la siguiente tabla, con una breve descripción de la funcionalidad de cada componente, su referencia en el esquemático, la cantidad de componentes necesarios y su footprint.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
TPS54334	Buck síncrono 3A	Controlador de fuente	U1	SO-8 <i>POWERPAD</i>	1
Bobina	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 8040	1
Resistencia	Resistencia	<i>Enable</i>	R1	805	1
Resistencia	Resistencia	<i>Enable</i>	R2	805	1
Resistencia	Resistencia	Compensación	R3	805	1
Resistencia	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R4	805	1
Resistencia	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R5	805	1
Resistencia	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R6	805	1
Resistencia	Resistencia	<i>Pull-Up</i>	R7	805	1
Condensador	Electrolítico	Condensador de entrada	C1-CIN	1812	1
Condensador	Cerámico	<i>Bypassing</i>	C2	805	1
Condensador	Cerámico	<i>Bootstrap</i>	C3	805	1
Condensador	Cerámico	Amplificador error salida	C4	805	1
Condensador	Cerámico	Amplificador error salida	C5	805	1
Condensador	Electrolítico	Filtro de salida	C6-COUT C7-COUT	1812	2
Condensador	Cerámico	Ganancia amplificador error interno	C8	805	1

Tabla 5.3: Componentes para el diseño del convertidor TPS54334

Una vez obtenida la lista de materiales con los componentes y los *footprints* de los mismos, se realiza el diseño esquemático del convertidor. El diseño aparece ilustrado en la figura 5.5.

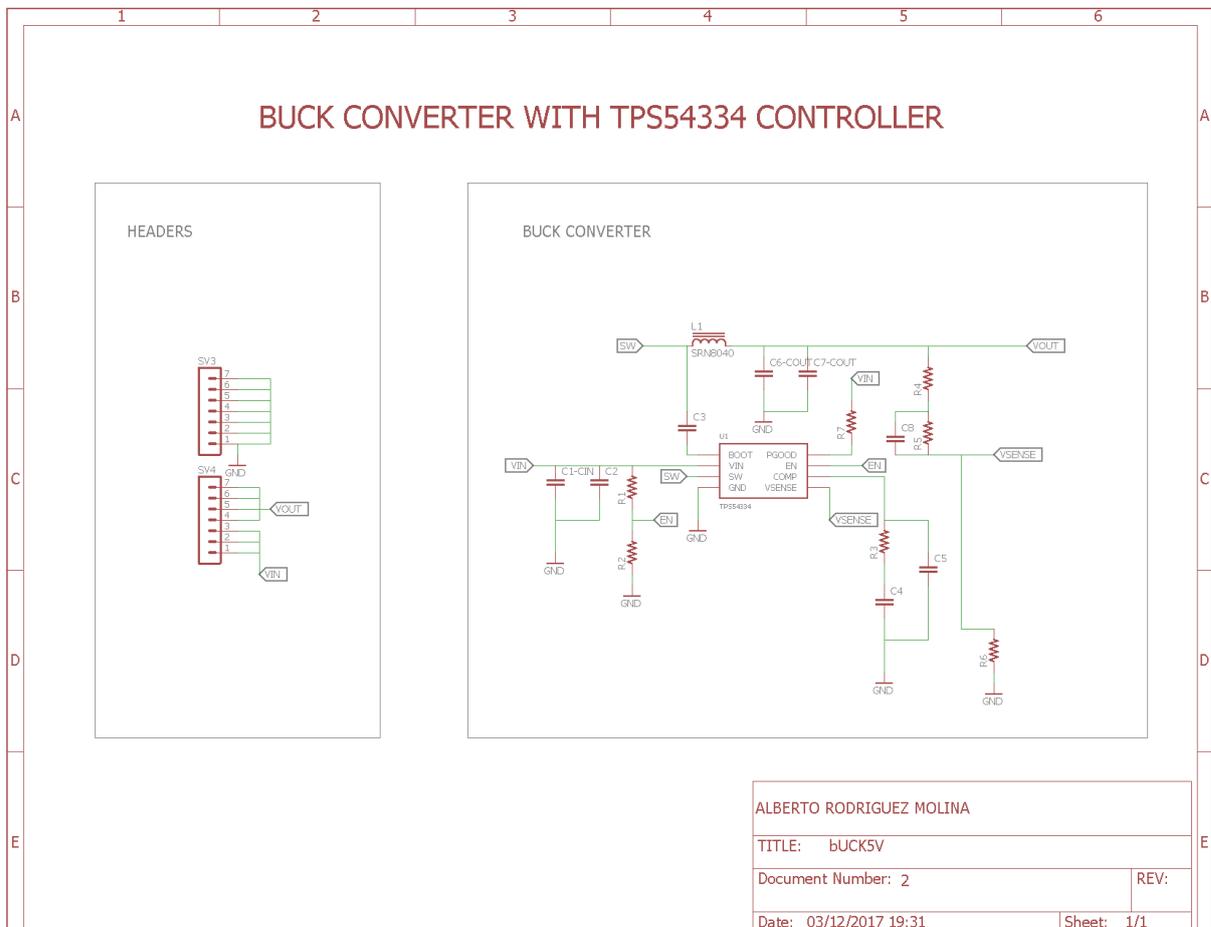


Figura 5.5: Esquemático del buck síncrono TPS54334

Al terminar el diseño esquemático del convertidor, se procederá al diseño del *layout* de la placa. Una vez generado el fichero cuya extensión es *brd* con los *footprints* y los bordes que indican la dimensión de la placa, se procederá a la colocación de los componentes y a la unión de estos. Antes de comenzar, en la *datasheet* del integrado aparece una imagen con la recomendación de cómo ordenar los *footprints* para obtener un diseño óptimo y eficiente del convertidor (figura 5.6).

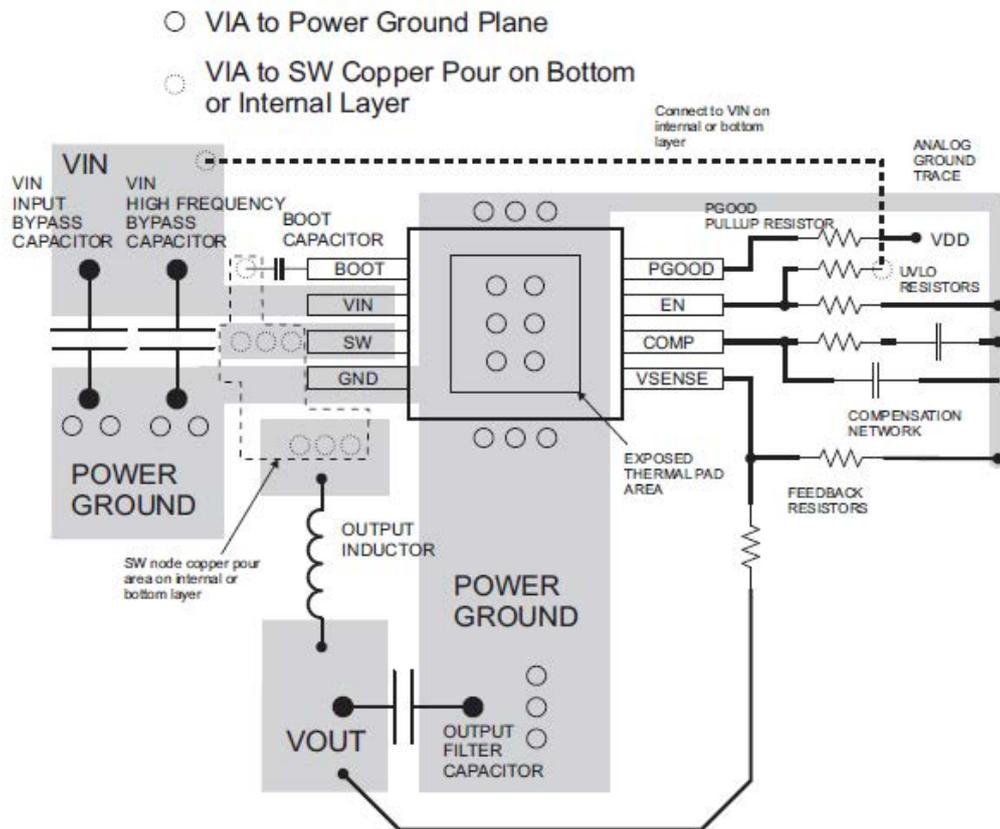


Figura 5.6: Ejemplo de diseño del layout del convertidor buck sincrónico TPS54334

El fabricante hace uso de la capa superior y de la capa inferior para diseñar el *layout* recomendado del convertidor. El detalle de esta recomendación se encuentra en el convertidor, que posee un *pad* denominador expuesto y que va conectado a masa. Este *pad*, denominado *PowerPad*, va conectado al plano de masa inferior mediante unas vías con el propósito de disipar el mayor calor posible y ofrecer un alto rendimiento del integrado. Se ha seguido de manera ordenada la recomendación del fabricante y el resultado es el ilustrado en las figuras 5.7 y 5.8.

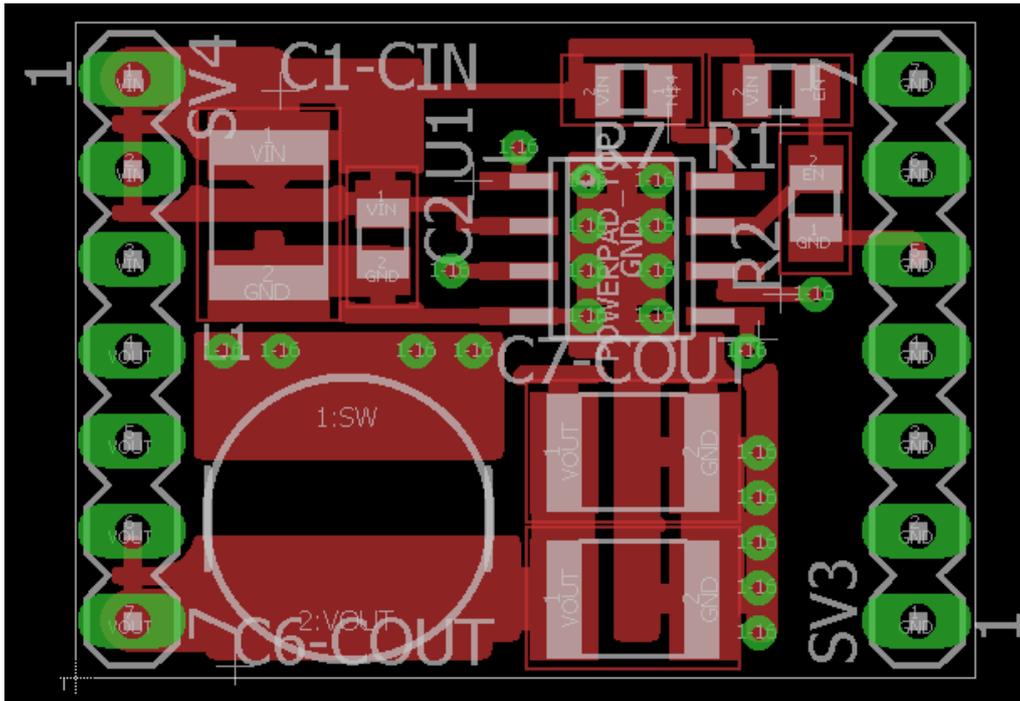


Figura 5.7: Layout del buck sincrónico TPS54334. Capa superior

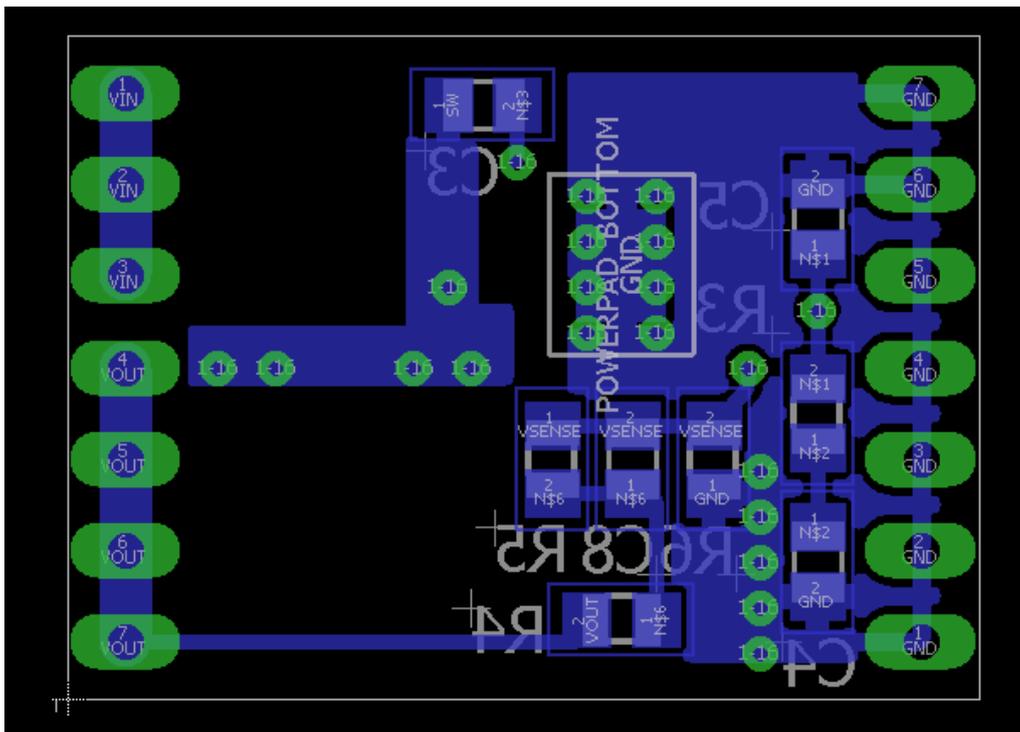


Figura 5.8: Layout del buck sincrónico TPS54334. Capa inferior

Como ha ocurrido en el caso anterior, se ha diseñado con un plano de masa en la capa inferior que ayuda a la corriente a seguir el recorrido mínimo, importante para el buen rendimiento del convertidor. También, como se indicó previamente, ejerce de filtro paso bajo al situarse bajo los componentes de potencia del circuito. En este caso, el efecto es notable, pues la frecuencia que alcanza el oscilador del integrado es de 570 kHz.

Se pueden comparar e identificar las buenas prácticas con respecto al caso anterior, como la escasez de longitud de las pistas de cobre que transportan señales de alta frecuencia, el diseño con planos de baja impedancia que conectan elementos por los que circula una elevada cantidad de corriente, condensador de *bypass* muy cercano al pin de entrada del circuito integrado para evitar la aparición de ruido en el regulador, etc.

Pese a que el número de componentes es mayor con respecto al caso del regulador MC34063A, el tamaño del convertidor que utiliza el integrado TPS54334 es menor que el citado: 18,4x25 mm². Esto supone una reducción de la PCB a la mitad con un mayor rendimiento, lo que pone de manifiesto que a mayor frecuencia de conmutación, la reducción de la placa se hace evidente y con esto se consigue una mayor densidad energética en el convertidor, parámetro fundamental como se indicó en apartados anteriores.

Una vez se ha dado por bueno el diseño de la PCB, se exportan los archivos en formato gerber para su fabricación, pasando previamente por el visor Gerbv para comprobar que efectivamente todo se encuentra correcto.

5.1.3. Implementación del convertidor LM3150

En este último diseño, la principal diferencia con respecto a la fuente anterior, ya que ambas son fuentes síncronas, reside principalmente en que los interruptores del buck síncrono son externos y no vienen incluidos en el empaquetado del circuito integrado, lo que ofrece al usuario mayor flexibilidad a la hora de la elección de estos componentes. Para ello, tanto para el interruptor superior y para el interruptor inferior de este modelo se ha optado por el modelo CSD17309Q3 de *Texas Instruments* con un *footprint* SON de 3,3 x 3,3 mm, que al no incluirse en la librería de componentes de EAGLE se ha optado por diseñar con las herramientas que esta EDA proporciona.

Así, la bobina escogida es el modelo SRR1280 de *BOURNS Inductors*, escogido por su resistencia a elevadas corrientes con respecto a los otros convertidores, en los cuales existía un mayor catálogo de inductores para elegir. En este caso se traduce en un mayor tamaño del inductor, lo que conlleva un crecimiento del tamaño de la PCB. Por otro lado, se ha seguido optando por condensadores cerámicos, como en el segundo convertidor, y no electrolíticos de aluminio, como en el primer caso, debido a su reducido tamaño. Se ha optado por la colocación de cuatro de estos en el filtro de salida para la reducción de ESR del mismo, y también uno como filtro de entrada, todos ellos con el *footprint* 2220.

En cuanto a la interfaz física con el convertidor, se ha optado por la inclusión de una fila simple de 7 pines a cada lado del convertidor, una entera para la señal de masa y otra para la entrada y para la salida de tensión de la fuente.

En cuanto a los elementos que intervienen en la señal de control del integrado, se ha optado por elegir resistores con el *footprint* 0805 y capacitores cerámicos con el *footprint* 0603. Por último, destacar que el *footprint* del condensador de *bypass* que va colocado a la entrada del integrado es 1206, de mayor tamaño que los condensadores utilizados para el acondicionamiento de la señal de control.

La siguiente tabla detalla la lista de materiales con sus respectivos *footprints* y su funcionalidad para realizar el diseño esquemático del convertidor.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
LM3150	Controlador Buck síncrono	Controlador de fuente	IC1	HTSSOP14	1
Resistencia	Resistencia	<i>Feedback</i>	Rfb1	805	1
Resistencia	Resistencia	<i>Feedback</i>	Rfb2	805	1
Resistencia	Resistencia	Tiempo de encendido <i>switch</i>	Ron	805	1
Resistencia	Resistencia	Límite corriente	Rlim	805	1
Bobina	Inductor	Filtro de salida	L1	SRR 1280	1
Condensador	Cerámico	Filtro de salida	COUT COUT1 COUT 2 COUT 3	2220	4
Condensador	Cerámico	Condensador de entrada	CIN	2220	1
Condensador	Cerámico	<i>Bypassing</i>	C1	1206	1
Condensador	Cerámico	<i>Enable</i>	CEN	603	1
Condensador	Cerámico	<i>Bootstrap</i>	Cbst	603	1
Condensador	Cerámico	<i>Feed-Forward</i>	Cff	603	1
Condensador	Cerámico	<i>Soft Start</i>	Css	603	1
Mosfet CSD17309Q3	Mosfet canal N	<i>Switch</i>	LG HG	SON 3.3 mm × 3.3 mm	2

Tabla 5.4: Componentes para el diseño del convertidor LM3150

Se procede a realizar el diseño del esquemático en EAGLE. El resultado aparece reflejado en la figura 5.9.

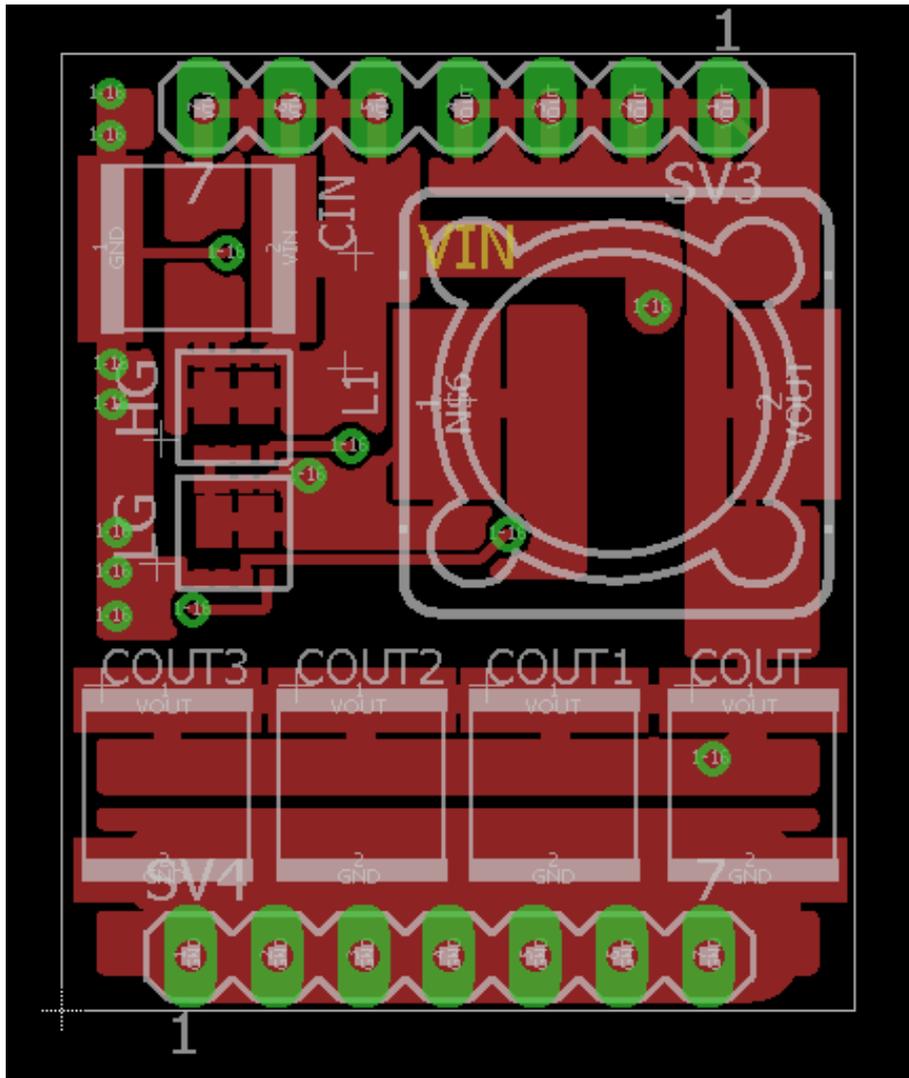


Figura 5.11: Layout del buck síncrono LM3150. Capa superior

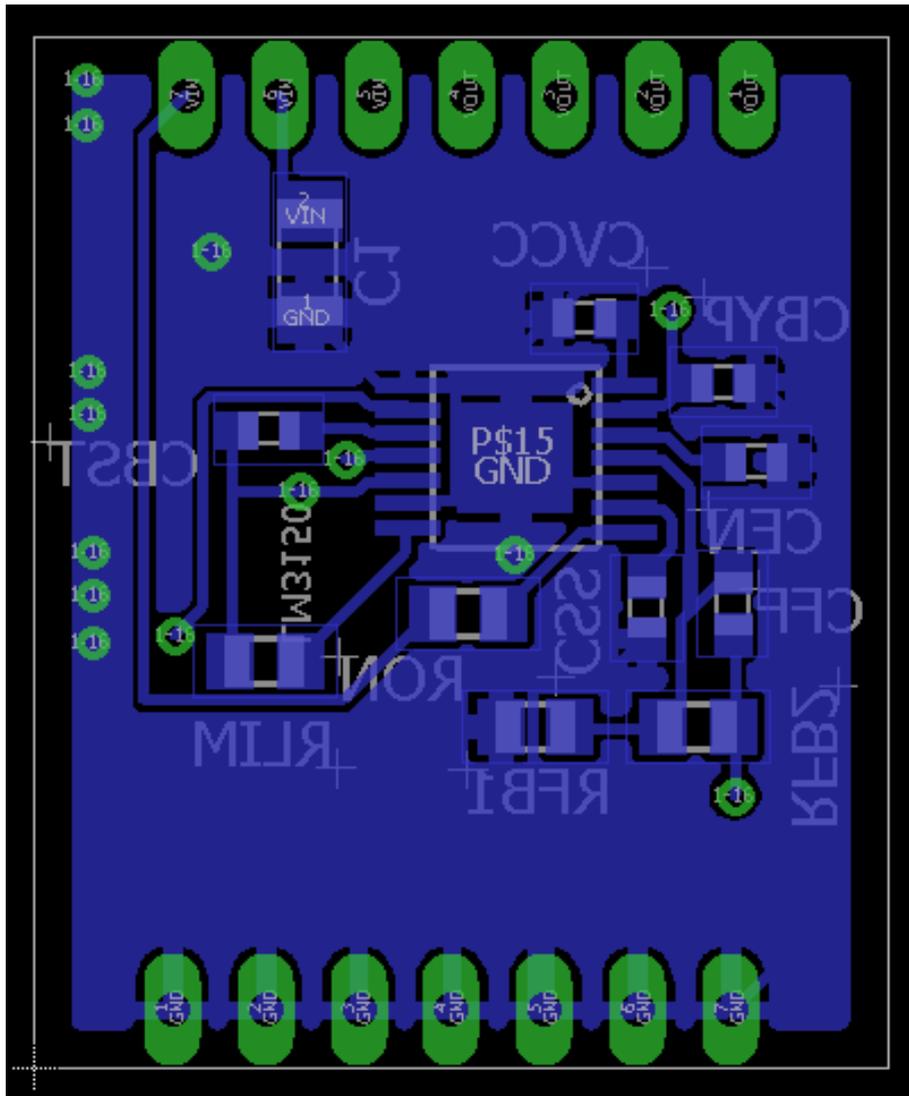


Figura 5.12: Layout del buck síncrono LM3150. Capa inferior

Como ya es habitual, se pueden atisbar los mismos patrones de diseño que ya se emplearon en diseños anteriores: la implementación de un plano de masa en la cara inferior de la PCB, bajo los elementos de la etapa de potencia del convertidor, para ejercer un filtro paso bajo y para que el camino de retorno de la corriente sea el mínimo posible. El uso de planos en los *pads* de los elementos donde circula una gran intensidad, pues la impedancia de estos es mínima y la disipación de calor se hace más evidente, conexiones lo más cortas posibles entre los elementos donde circulan señales de alta frecuencia, pues se puede contrastar que la pista que une el circuito integrado regulador y la bobina es la más corta y directa posible. Estas conexiones, al igual que en los elementos por donde circulan corrientes elevadas, están realizadas

por pistas de una anchura previamente calculada, suficientemente anchas para un buen transporte de la corriente.

Estas prácticas, unidas a un seguimiento del ejemplo de diseño que provee la hoja de características, deberían ser suficientes para alcanzar los objetivos de eficiencia marcados desde un inicio. Si bien la PCB es algo mayor con respecto a la anterior (28,4 x 23,3 mm² por los 18,4 x 25 mm² de la fuente diseñada con el integrado TPS54334, un 30% más de superficie), no hay prácticamente diferencia en cuanto a la frecuencia de operación de los convertidores, pero sí en cuanto a la potencia de la fuente, siendo la potencia de la diseñada con el LM3150 60 W por los 36 W máximos que ofrece la fuente de 12 V y 3 A del integrado TPS54334, un 40% de diferencia. Por tanto, en términos de densidad energética, ambos convertidores son prácticamente equivalentes.

Una vez aprobado el diseño de la PCB, se ha procedido a la generación de los ficheros gerber para su envío a fabricación. Antes de eso, se comprueba que tanto estos archivos como el fichero de taladros están correctamente generados con el visor Gerbv.

5.2. Montaje de las fuentes definitivas

Tras la finalización de la etapa de diseño, se envían a fabricar las placas. Para ello, se ha elegido la empresa PCBWay como la encargada de realización de dichas PCB. Para ello, es necesario adjuntar los ficheros gerber en la placa y elegir una serie de parámetros de fabricación de las placas. Los parámetros que se han escogido son los que aparecen por defecto en la página web del fabricante. A continuación, se incluye una tabla con estos parámetros, una pequeña descripción y la elección.

Parámetro de fabricación	Descripción	Elección
Capas	Número de capas a fabricar	2
Material	Material de fabricación de la PCB	FR-4 normal
Espesor	Espesor total de la PCB	1,6 mm
Espacio mínimo entre pistas	Espacio mínimo entre pistas	6/6 mil
Tamaño mínimo de agujero	Tamaño mínimo de agujero	0,3 mm
<i>Solder mask</i>	Color del lacado de la capa de impresión del circuito (máscara de soldadura)	Verde
<i>Silkscreen</i>	Color de la serigrafía de la placa	Blanco
<i>Gold fingers</i>	<i>Pads</i> revestidos de oro electrolítico	No
Finalizado superficial	Material de finalizado de la superficie	HASL con plomo
Procesado de vía	Estilo de recubrimiento de las vías	<i>Tenting vias</i>
Espesor de cobre final	Espesor de la capa de cobre	1 oz de cobre

Tabla 5.5: Parámetros de fabricación de las PCBs

Por otro lado, a la vez que se fabrican las placas, es necesario realizar el pedido de los componentes que integran los convertidores. Para ello se ha generado un BOM en el que se indica el componente que hay que comprar, una pequeña descripción de dicho componente, la función de éste, el *footprint*, la cantidad y la referencia en el esquemático del mismo.

5.2.1. BOM del convertidor MC34063A

En la siguiente tabla se adjuntan los componentes necesarios, los valores de estos y la cantidad para la implementación de la fuente ajustable diseñada con el convertidor MC34063A.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
MC34063	<i>Buck/Boost Inverting</i>	Controlador de fuente	IC1	SOIC 8	1
Resistencia 4,3k	Resistencia	<i>Feedback</i>	R1	805	1
Resistencia 6,2k	Resistencia	<i>Feedback</i>	R2	805	1
Resistencia 0,15	Resistencia	Rsc	R3	805	1
Condensador 0,1 μ F	Cerámico	<i>Bypassing</i>	C1	1206	1
Condensador 552 pF	Cerámico	Oscilador	C2	1206	1
Condensador 10 μ F	Electrolítico	Condensador de entrada	C3	1GB	1
Condensador 100 μ F	Electrolítico	Filtro de salida	C4 C5	1GB	2
Bobina 47 μ H	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 1060	1
Diodo B340	Diodo Schottky	<i>Switch</i>	D1	SMC	1
Potenciómetro TC33X-2-103E	<i>Trimpot</i> SMD	<i>Feedback</i>	VR1	TRIM_TC33X-2-103E	1

Tabla 5.6: BOM del convertidor basado en el integrado MC34063A

5.2.2. BOM del convertidor TPS54334

A continuación, se adjuntan una serie de tablas con los componentes necesarios para la fabricación del convertidor basado en el integrado TPS54334, los cuales varían en función del valor de la tensión de salida deseada.

- Convertidor de tensión de entrada 12 V y tensión de salida 3,3 V

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
TPS54334	Buck síncrono 3A	Controlador de fuente	U1	SO-8 POWERPAD	1
Bobina 22uH	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 8040	1
Resistencia 33k	Resistencia	Enable	R1	805	1
Resistencia 3,9k	Resistencia	Enable	R2	805	1
Resistencia 2,7k	Resistencia	Compensación	R3	805	1
Resistencia 2,8k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R4	805	1
Resistencia 33k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R5	805	1
Resistencia 10k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R6	805	1
Resistencia 100k	Resistencia	Pull-Up	R7	805	1
Condensador 10 uF	Electrolítico	Condensador de entrada	C1-CIN	1218	1
Condensador 0,1 uF	Cerámico	Bypassing	C2	805	1
Condensador	Cerámico	Bootstrap	C3	805	1

0,1 uF					
Condensador 220 nF	Cerámico	Amplificador error salida y comparador	C4	805	1
Condensador 22 pF	Cerámico	Amplificador error salida y comparador	C5	805	1
Condensador 22 uF	Electrolítico	Filtro de salida	C6-COUT C7- COUT	1812	2
Condensador 220 nF	Cerámico	Ganancia amplificador error interno	C8	805	1

Tabla 5.7: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 3,3 V)

- Convertidor de tensión de entrada 12 V y tensión de salida 5 V

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
TPS54334	Buck síncrono 3A	Controlador de fuente	U1	SO-8 POWERPAD	1
Bobina 22uH	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 8040	1
Resistencia 33k	Resistencia	Enable	R1	805	1
Resistencia 3,9k	Resistencia	Enable	R2	805	1
Resistencia 2,55k	Resistencia	Compensación	R3	805	1
Resistencia 4,53k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R4	805	1
Resistencia 31,6k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R5	805	1
Resistencia 6,04k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R6	805	1
Resistencia 100k	Resistencia	Pull-Up	R7	805	1
Condensador 10 uF	Electrolítico	Condensador de entrada	C1-CIN	1218	1
Condensador 0,1 uF	Cerámico	Bypassing	C2	805	1
Condensador 0,1 uF	Cerámico	Bootstrap	C3	805	1
Condensador 12 nF	Cerámico	Amplificador error salida y comparador	C4	805	1
Condensador 120 pF	Cerámico	Amplificador error salida y	C5	805	1

		comparador			
Condensador 22 uF	Electrolítico	Filtro de salida	C6-COUT C7-COUT	1812	2
Condensador 250 nF	Cerámico	Ganancia amplificador error interno	C8	805	1

Tabla 5.8: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 5 V)

- Convertidor de tensión de entrada 24 V y tensión de salida 12 V

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
TPS54334	Buck síncrono 3A	Controlador de fuente	U1	SO-8 POWERPAD	1
Bobina 22uH	Inductor	Filtro de salida	L1	SRN 8040	1
Resistencia 33k	Resistencia	Enable	R1	805	1
Resistencia 3,9k	Resistencia	Enable	R2	805	1
Resistencia 3,92k	Resistencia	Compensación	R3	805	1
Resistencia 10,7k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R4	805	1
Resistencia 31,6k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R5	805	1
Resistencia 2,26k	Resistencia	Ganancia amplificador error interno	R6	805	1
Resistencia 100k	Resistencia	Pull-Up	R7	805	1
Condensador 10 uF	Electrolítico	Condensador de entrada	C1-CIN	1218	1
Condensador 0,1 uF	Cerámico	Bypassing	C2	805	1
Condensador 0,1 uF	Cerámico	Bootstrap	C3	805	1
Condensador 8 nF	Cerámico	Amplificador error salida y comparador	C4	805	1
Condensador 80 pF	Cerámico	Amplificador error salida y	C5	805	1

		comparador			
Condensador 22 uF	Electrolítico	Filtro de salida	C6-COUT C7-COUT	1812	2
Condensador 390 nF	Cerámico	Ganancia amplificador error interno	C8	805	1

Tabla 5.9: BOM del convertidor basado en el integrado TPS54334 (salida 12 V)

5.2.3. BOM del convertidor LM3150

En este apartado se muestra un BOM del convertidor *buck* síncrono con tensión de entrada 12 V y tensión de salida de 5 V, así como una pequeña descripción de los mismos, la cantidad, su footprint y la referencia en el diseño esquemático del circuito. Esto se adjunta en la tabla 5.10.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
LM3150	Controlador Buck síncrono	Controlador de fuente	IC1	HTSSOP14	1
Resistencia 10k	Resistencia	<i>Feedback</i>	Rfb1	805	1
Resistencia 75k	Resistencia	<i>Feedback</i>	Rfb2	805	1
Resistencia 243k	Resistencia	Tiempo de encendido <i>switch</i>	Ron	805	1
Resistencia 12,7k	Resistencia	Límite corriente	Rlim	805	1
Bobina 10 μ H	Inductor	Filtro de salida	L1	SRR 1280	1
Condensador 47 μ F	Cerámico	Filtro de salida	COU1 COU2 COU3	2220	4
Condensador 10 μ F	Cerámico	Condensador de entrada	CIN	2220	1
Condensador 0,1 μ F	Cerámico	<i>Bypassing</i>	C1	1206	1
Condensador 1 nF	Cerámico	<i>Enable</i>	CEN	603	1
Condensador 470 nF	Cerámico	<i>Bootstrap</i>	Cbst	603	1
Condensador 180 pF	Cerámico	<i>Feed-Forward</i>	Cff	603	1
Condensador	Cerámico	<i>Soft Start</i>	Css	603	1

68 nF					
MOSFET CSD17309Q3	Mosfet canal N	Switch	LG, HG	SON 3.3 mm × 3.3 mm	2

Tabla 5.10: BOM del convertidor basado en el integrado LM3150

Una vez comprados los componentes, se procede al montaje de los convertidores. Para soldar los componentes se han utilizado dos técnicas: soldadura con soldador y por emisión de calor. Para los componentes como resistencias, condensadores, bobinas, *headers*... se ha utilizado la soldadura con soldador mientras que los componentes con *pads* más pequeños e inaccesibles, como los MOSFET y los circuitos integrados reguladores se han soldado mediante emisión de calor. Los resultados del montaje de los convertidores se muestran en el siguiente apartado.

5.2.4. Montaje del convertidor MC34063A

Este montaje es el más grande de los tres, debido a que los componentes utilizados para la etapa de potencia del convertidor son de grandes dimensiones comparados con los utilizados en las otras fuentes. En particular, los condensadores electrolíticos del filtro de entrada y de salida, presenta unas dimensiones superiores a los condensadores cerámicos. El hecho de utilizar componentes externos como el diodo también ayuda a la necesidad de utilizar una mayor superficie en la placa. Por otro lado, la bobina presenta una dimensión media, pues en el caso de la fuente controlada por el integrado TPS54334 es más pequeña, pero en el caso de la gobernada por el LM3150 es mayor. Esto viene influido por la frecuencia de conmutación y la intensidad que circula por la corriente. Mientras que las otras bobinas deben soportar una mayor corriente, la frecuencia de conmutación de éstas son mucho mayores que en este caso.

Por el contrario, esta fuente es la más barata de las 3. Tanto el integrado como los componentes (menor número, más económicos) hacen de esta fuente una solución de bajo coste. Esto se traduce también en una menor eficiencia, una menor potencia, etc.

En la siguiente figura se muestra el aspecto resultante del montaje de la fuente.

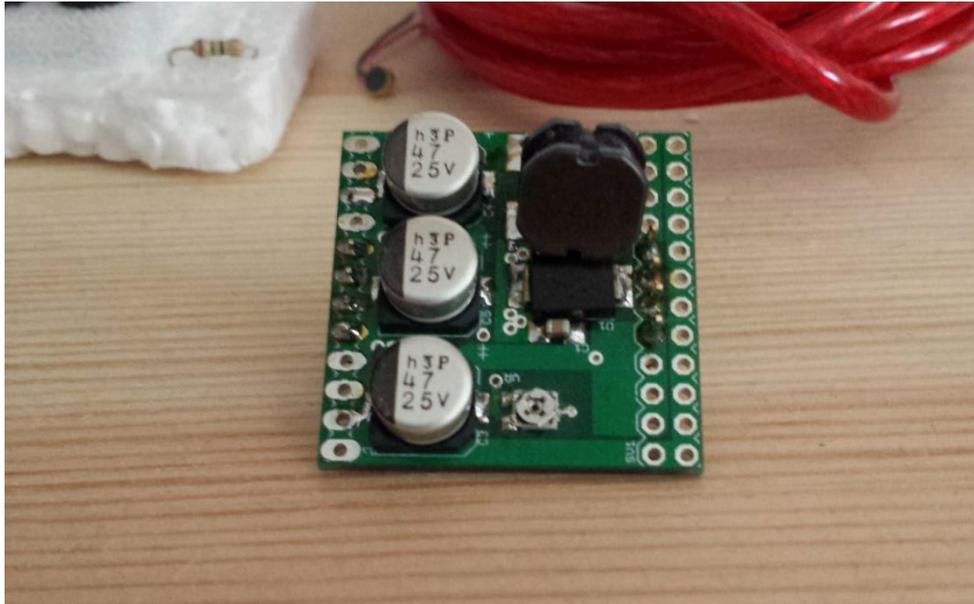


Figura 5.13: Montaje final del buck ajustable basado en el integrado MC34063A (frontal)

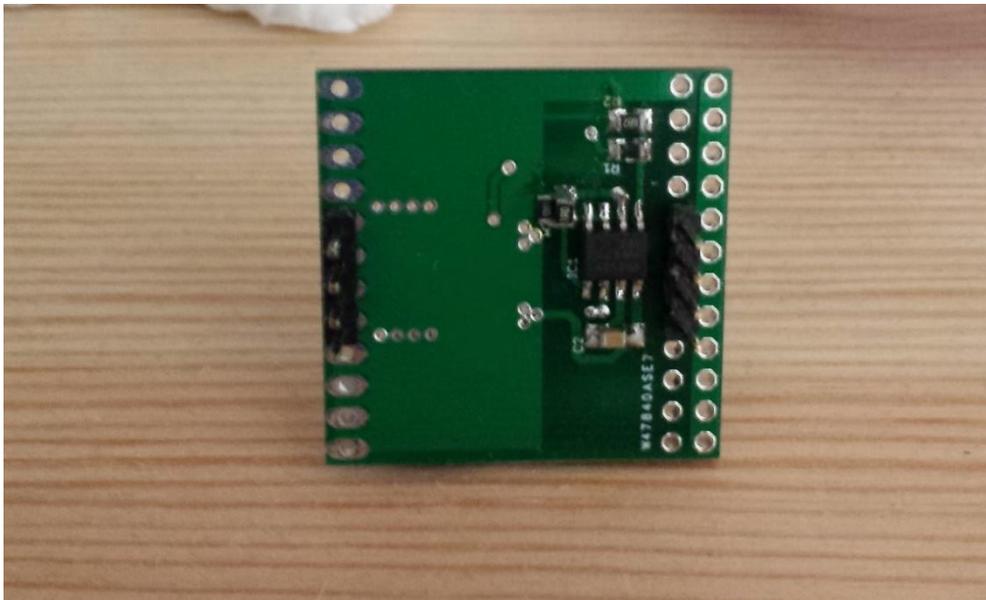


Figura 5.14: Montaje final del buck ajustable basado en el integrado MC34063A (trasera)

5.2.5. Montaje del convertidor TPS54334

Este modelo es el más compacto de los tres convertidores diseñados. Esto viene motivado por varios factores: en primer lugar, la frecuencia de conmutación es la más alta de las tres fuentes, lo que permite una reducción en el tamaño de los componentes, sobre todo en la bobina. En segundo lugar, el hecho de no presentar más componentes externos que los condensadores y la bobina. El no utilizar componentes externos (como MOSFETs o diodos) permite ahorrar superficie en la placa. Por último, el cambio de condensadores de tipo electrolítico por condensadores de tipo cerámico tiene un gran impacto en cuanto a la reducción de la PCB (compárese con el convertidor anterior).

Económicamente, esta placa se encuentra en un punto intermedio entre las dos, sin ser su precio desorbitado.

El resultado es un convertidor muy compacto con unos valores de eficiencia bastante aceptables, además de una entrega de potencia considerable para aplicaciones de baja potencia, lo que hace de esta fuente interesante para su comercialización.

En la siguiente figura se muestra el aspecto resultante del montaje de la fuente basada en el controlador TPS54334.

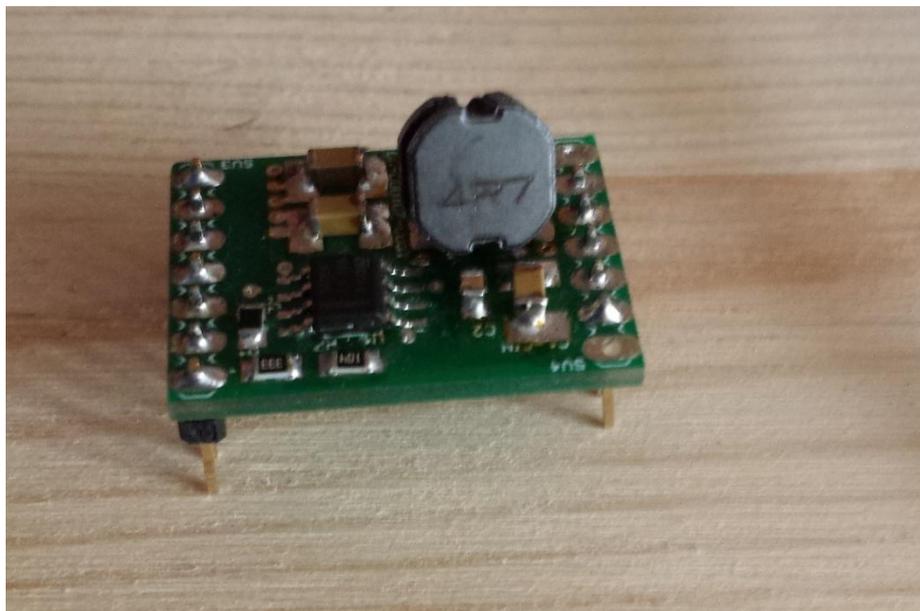


Figura 5.15: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado TPS54334 (frontal)

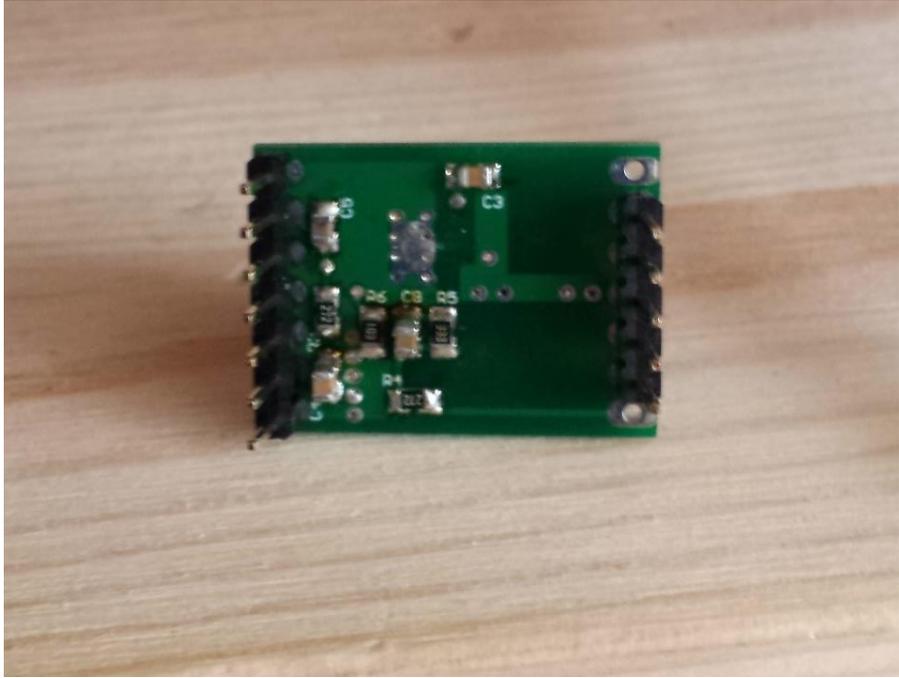


Figura 5.16: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado TPS54334 (trasera)

5.2.6. Montaje del convertidor LM3150

Este convertidor es el más eficiente de los tres, lo cual implica que los componentes utilizados para la fabricación de este convertidor (controlador, condensadores, bobina, MOSFETs) tienen una calidad mayor. Esto, sin lugar a dudas, repercute en el precio del convertidor, siendo este bastante alto comparado con el precio de fabricación de los otros dos.

El tamaño de este convertidor es algo más grande que el anterior, debido en parte a que la potencia entregada por esta fuente es mayor que en los otros casos, siendo la frecuencia de conmutación bastante mayor que en el primer caso y algo menor que en el segundo convertidor. El hecho de que la corriente de salida sea tan grande implica un mayor tamaño de inductor y de los condensadores del filtro. Sin embargo, en cuanto a términos de densidad energética, el valor de ésta es muy similar a la fuente diseñada con el regulador TPS54334.

En la siguiente figura se muestra el aspecto resultante del montaje de la fuente.



Figura 5.17: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado LM3150 (frontal)

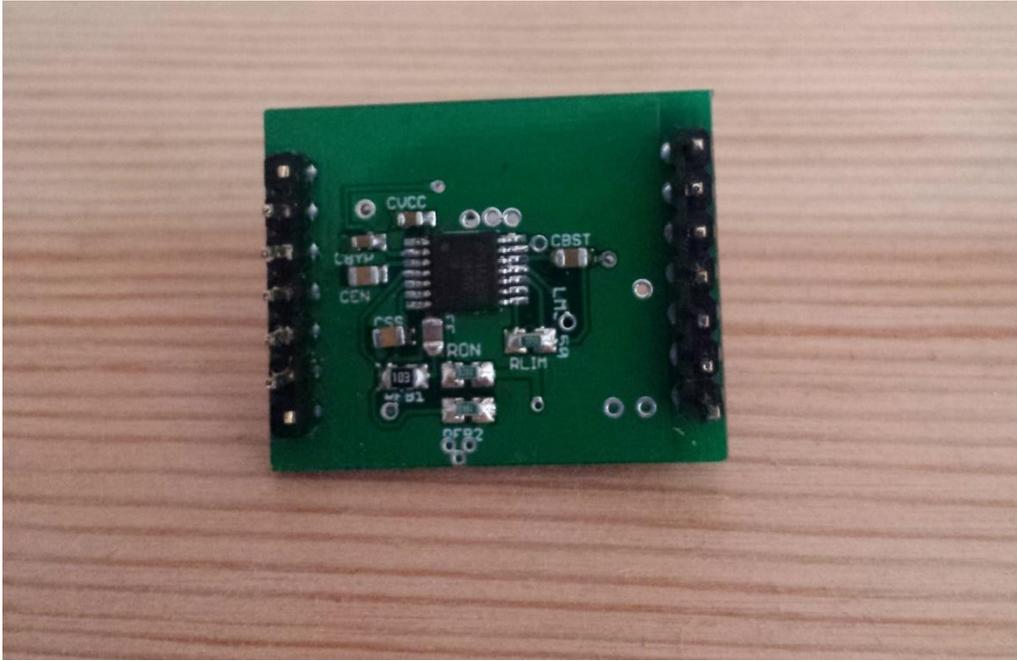


Figura 5.18: Montaje final del buck síncrono basado en el integrado LM3150 (trasera)

6. Diseño y fabricación de una carga electrónica

Una carga electrónica es un dispositivo electrónico programable capaz de proporcionar una carga variable a la salida de una fuente de alimentación. Este aparato es ampliamente utilizado entre los fabricantes de fuentes de alimentación, debido a que lo que se busca es probar los productos de una manera dinámica. Suelen utilizarse comúnmente para pruebas en convertidores DC/DC, inversores, UPS, etc. A diferencia de las cargas fijas, las cargas electrónicas permiten simular fácil y rápidamente varios escenarios en los que puede desempeñar una fuente de alimentación.

Una carga electrónica consiste generalmente en una serie de transistores de potencia, generalmente MOSFET, acoplados en un disipador de tamaño adecuado y con un ventilador que disipa el calor generado en la carga. Un circuito electrónico regula la cantidad de corriente que los dispositivos de potencia pueden extraer de la prueba de suministro de energía. Esto se consigue mediante la variación del punto de funcionamiento a lo largo de la zona óhmica del transistor, modificando así la resistencia de encendido del semiconductor y regulando con ello la potencia mediante la aplicación de una tensión mayor o menor en la puerta del transistor, según sea necesario.

En este caso, se ha decidido diseñar y fabricar una carga electrónica para realizar el análisis de rendimiento de las fuentes de alimentación anteriormente fabricadas. Se ha seguido el mismo procedimiento que en casos anteriores: en primer lugar, se ha realizado una elección de los componentes que conforman el circuito, un diseño esquemático del mismo, la posterior implementación hardware en EAGLE y, por último, la fabricación de la PCB y el montaje de la carga electrónica. El dispositivo es controlado mediante un microcontrolador, cuyo código no se adjunta debido a que no entra dentro del objetivo de este proyecto la programación y el control de la carga electrónica (el código de la carga electrónica ha sido programado por Calos Pastor Ramírez, cotutor de este proyecto).

6.1. Implementación de la carga electrónica

Para la implementación de la carga electrónica se ha decidido utilizar cuatro transistores MOSFET de potencia de la familia STB75NF20 de STMicroelectronics, capaces de soportar intensidades de drenador de hasta 75 A, tensiones de drenador-fuente hasta 200 V y su capacidad de disipación es elevada.

Se han utilizado dos tipos de amplificadores operacionales: el primero es el ADA4891 de Texas Instruments para el acondicionamiento de la señal de entrada del microcontrolador que gobierna la carga; el segundo, de la familia TLV2172 del mismo fabricante, utilizado para los drivers de las puertas de los MOSFET del circuito.

Por otro lado, se han utilizado dos sensores de corriente INA250 de Texas Instruments para realizar el control por corriente de la carga electrónica del circuito. Los sensores realizan una medida de la corriente que circula por ellos y adaptan la señal de salida para poder ser leída correctamente por un microcontrolador.

El modelo de disipador empleado es el B60 del fabricante Ohmite. Este disipador se ha dimensionado para la correcta operación de la carga disipando hasta unos 62,5 W en un footprint de 10x10 cm, pues es esencial para un correcto funcionamiento de la carga y para una buena disipación del calor que se genera debido a las elevadas potencias que soportan los transistores. Al disipador se le añade un ventilador para la mejora del flujo térmico, llegando a disipar casi 2°C/W según la hoja de características.

6.2. Diseño de la carga electrónica en EAGLE

Una vez explicados los componentes necesarios que se van a incluir en el diseño hardware de la carga electrónica, se procede al diseño esquemático y de la PCB con el editor de EDA Autodesk EAGLE, el mismo que se ha utilizado para el diseño de los convertidores objeto de este proyecto. En primer lugar, se procederá al diseño del esquemático y luego se realizará el diseño del *layout* de la placa sobre la que se van a montar los componentes.

6.2.1. Diseño esquemático de la carga electrónica

Para llevar a cabo el diseño del esquemático de la carga electrónica, se distinguen una serie de etapas en éste: la entrada de alimentación, la etapa de potencia, los

convertidores que transforman la energía de la entrada a otros niveles de tensión, los drivers de las puertas de los MOSFET, la etapa de medida de corriente y, por último, los pines de entrada/salida de la señal de control.

En primer lugar, se ha procedido al diseño del esquemático de la alimentación de la carga electrónica. Para ello se han añadido tres clemas: una para la entrada de tensión (24 V); una para la conexión de la carga, que en este caso se ha diseñado con una etapa de protección que consta de un fusible y dos diodos zéner para evitar cualquier tipo de exceso de tensión y de corriente, dónde iría conectada la fuente de alimentación (DUT) de la que se desea realizar pruebas y, por último, una clema para la salida de la tensión con la que se alimentan los drivers. En la figura 6.1 se puede ver una captura del esquemático de la etapa de entrada de alimentación.

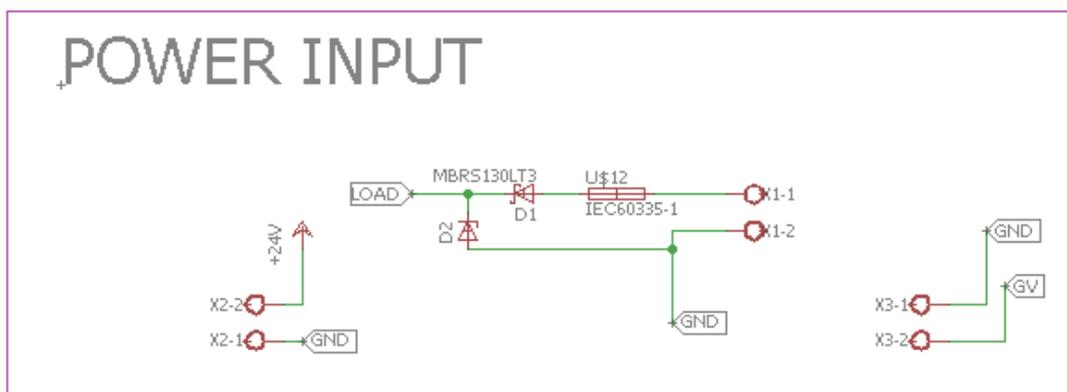


Figura 6.1: Diseño esquemático de la alimentación de la carga electrónica

En segundo lugar, se ha diseñado la etapa de potencia de la carga programable. Esta etapa cuenta con cuatro transistores MOSFET de potencia, de modelo STB75NF20 de STMicroelectronics cuyo *footprint* es TO247BV. A su vez, cada una de las puertas de estos transistores va conectado a una resistencia de potencia con un *footprint* 1812. Por último, se ha realizado el diseño del símbolo y del *footprint* de los dos disipadores que se van a utilizar para los cuatro MOSFET. El resultado del diseño esquemático de la etapa de potencia aparece en la figura 6.2.

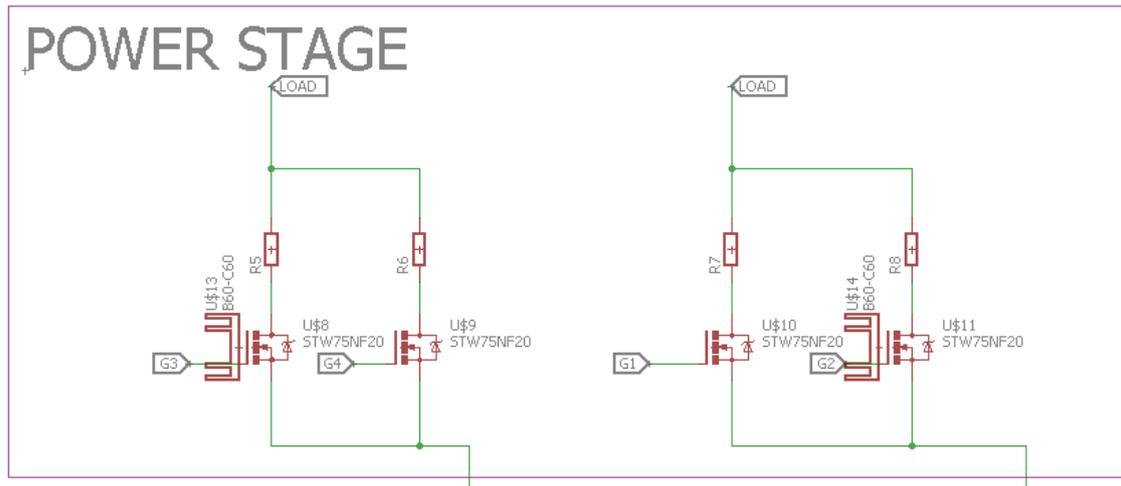


Figura 6.2: Diseño esquemático de la etapa de potencia de la carga electrónica

Esta carga electrónica está diseñada para la prueba de fuentes de alimentación. En este prototipo se va a incluir un par de fuentes de alimentación diseñadas anteriormente, concretamente las diseñadas a partir del controlador TPS54334. Para ello, se ha diseñado una librería para poder utilizar estos convertidores en EAGLE en futuros diseños. La figura 6.3 muestra el diseño de las conexiones entre los convertidores y el resto del circuito.

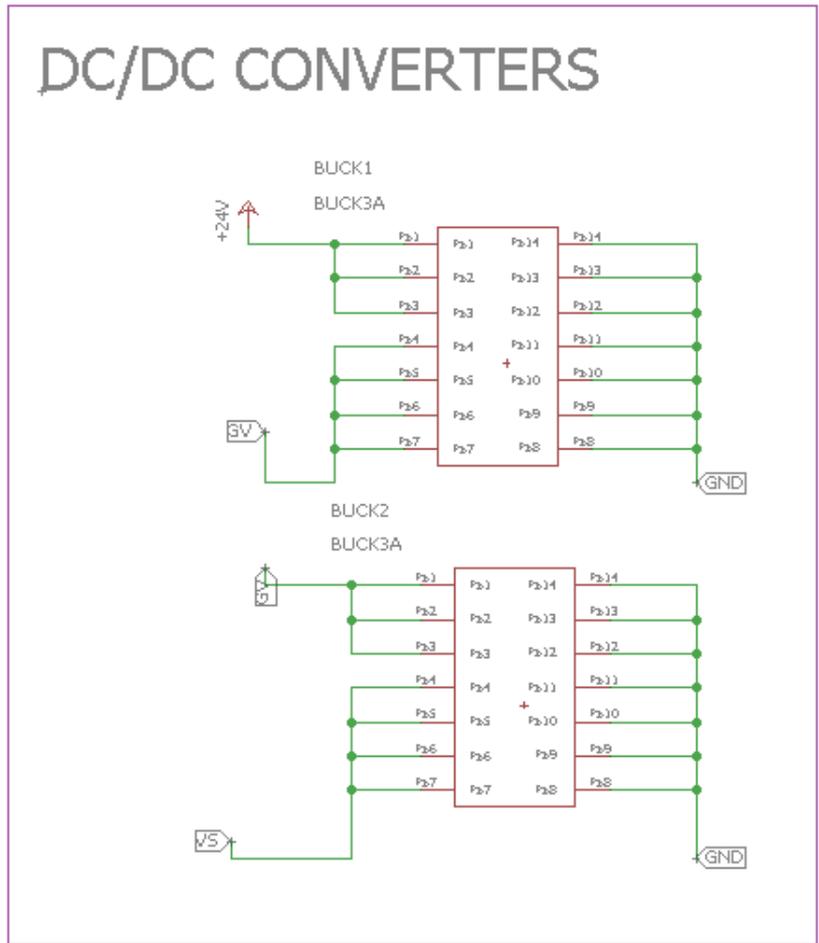


Figura 6.3: Diseño esquemático de la etapa de conversión de la carga electrónica

La siguiente etapa de diseño corresponde a los drivers de los MOSFET. Para ello se han utilizado los amplificadores operacionales ADA4891 y TLV2172. Dado que ninguno de estos dos componentes aparece en la colección de librerías por defecto de Texas Instruments de EAGLE, se ha procedido al diseño del componente para su inclusión en el diseño. Cabe destacar que se tratan de circuitos integrados con dos amplificadores operacionales por cada chip. Se ha incluido un condensador de *bypassing* por cada circuito integrado y un filtro paso bajo para acondicionar la señal de salida de las puertas de los MOSFET. Por otro lado, todas las resistencias y los condensadores que han sido utilizados para este diseño tienen un *footprint* 603.

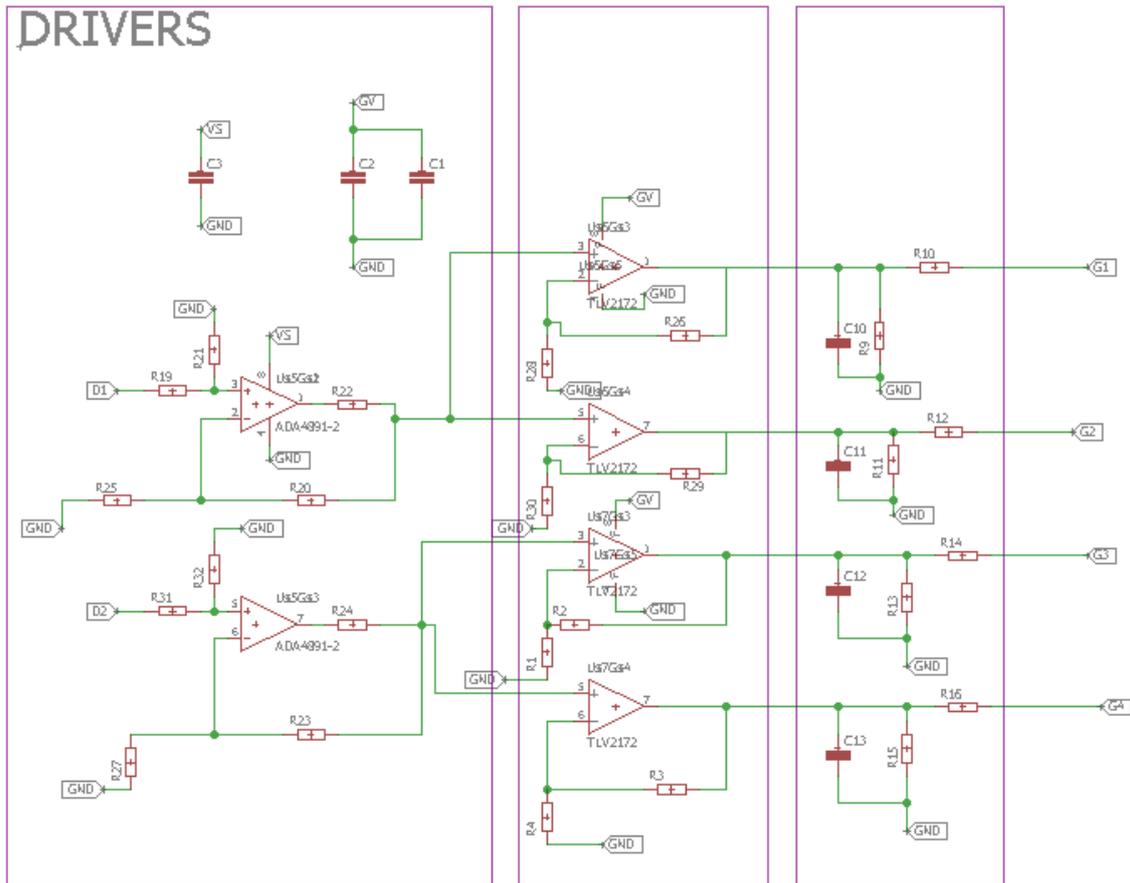


Figura 6.4: Diseño esquemático de los drivers de la carga electrónica

Para la etapa de medida de corriente se han utilizado los sensores INA250, que no aparecen en la colección de librerías de EAGLE, por lo que se ha diseñado tanto el símbolo como el footprint para su integración en el proyecto. Estos sensores se alimentan a partir del POL cuya salida corresponde a la tensión de la señal de control. Se conectan al drenador de los MOSFET (dos a dos) mediante las patillas 14,15 y 16 (IN+) y de estos sensores se obtienen las señales de referencia y de medida de corriente (I_R e I_L , dependiendo del sensor). El esquemático de esta etapa queda reflejado en la figura 6.5.

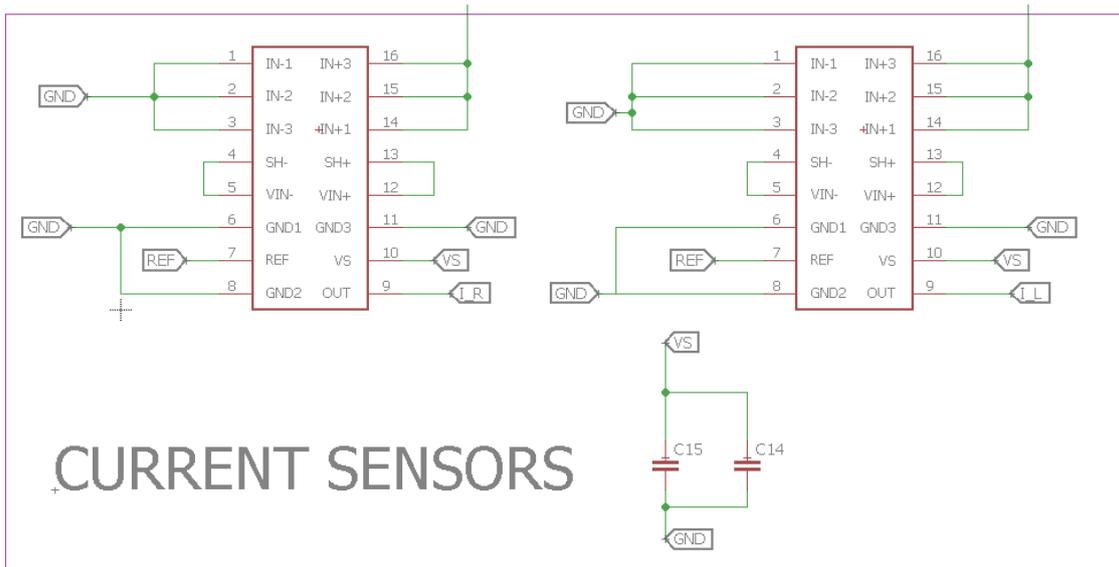


Figura 6.5: Diseño esquemático de la etapa de medida de corriente de la carga electrónica

Por último, los conectores de entrada y salida de la señal de control con el microprocesador. El conector de la izquierda en la siguiente imagen representa el conector de lectura del microcontrolador y sus pines marcan la corriente que circulan por los transistores, la referencia y la carga. Por otro lado, el conector de la derecha es el que recibe señales de entrada del control para cambiar el punto de funcionamiento de los MOSFET. Este diseño se muestra en la figura 6.6.

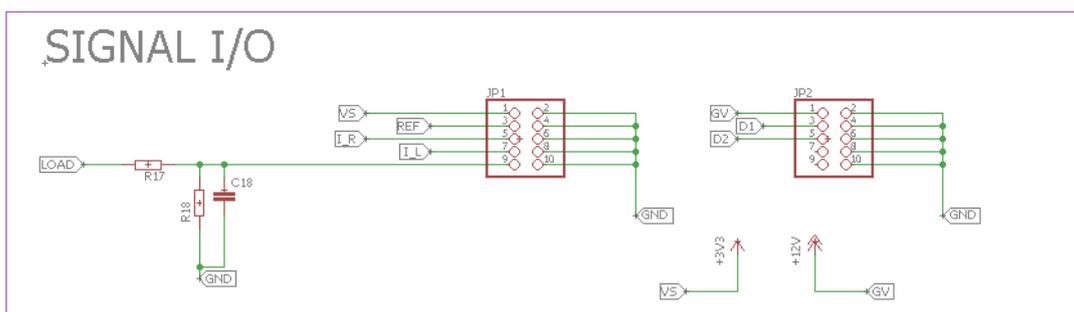


Figura 6.6: Diseño esquemático de los conectores de control de la carga electrónica

6.2.2. Diseño PCB de la carga electrónica

Una vez realizado el diseño esquemático de la carga electrónica se procede a la realización del diseño del *layout* que tendrá la placa de la carga electrónica. Al realizar dicho esquemático se genera automáticamente un archivo de PCB en Autodesk EAGLE con los *footprints* de los elementos utilizados. Una vez colocados los elementos siguiendo las directrices se procede al conexionado de los *pads* de los componentes. El resultado del diseño hardware de la carga electrónica es el ilustrado en las figuras 6.7 y 6.8.

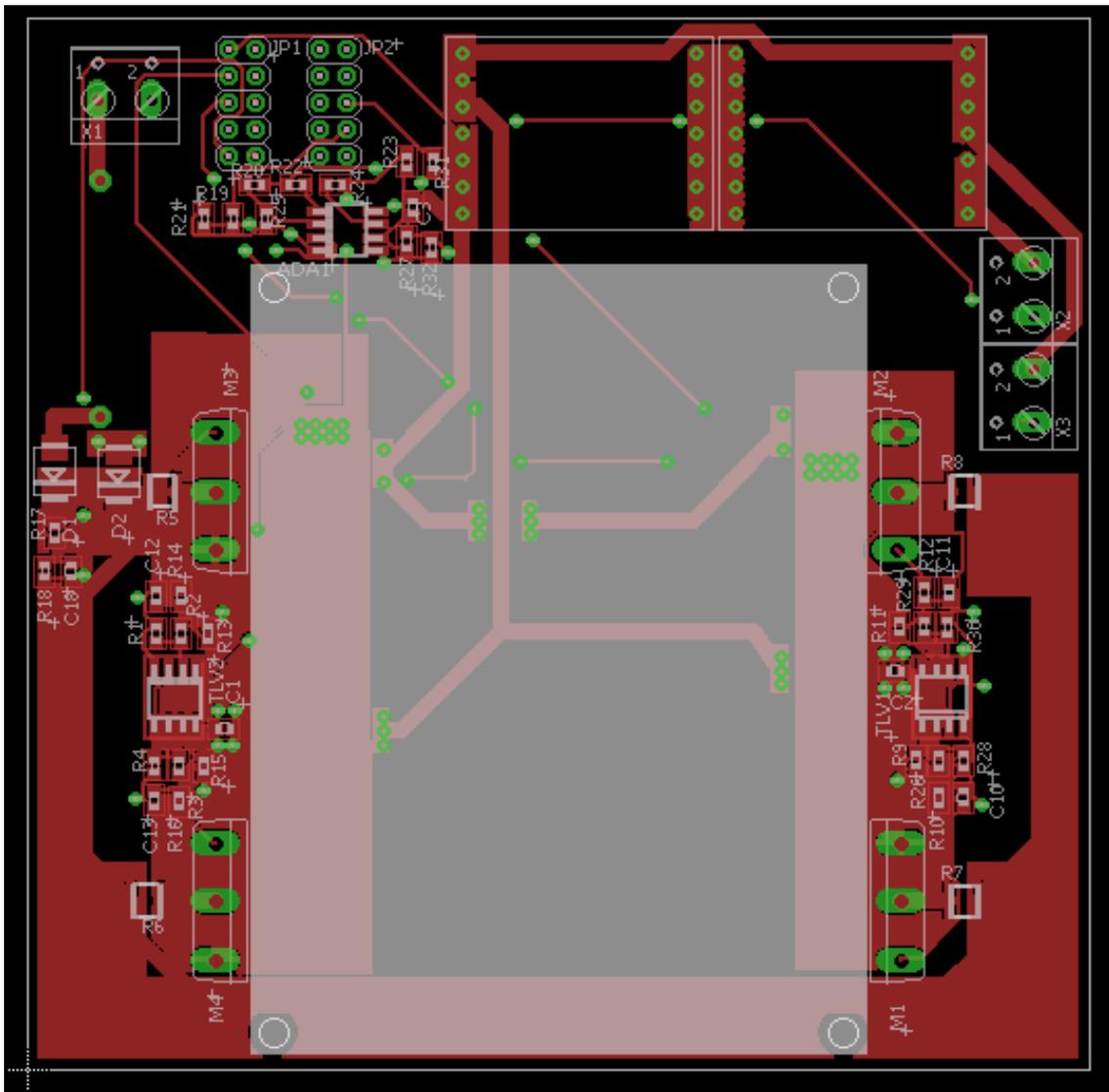


Figura 6.7: Layout de la carga electrónica. Capa superior

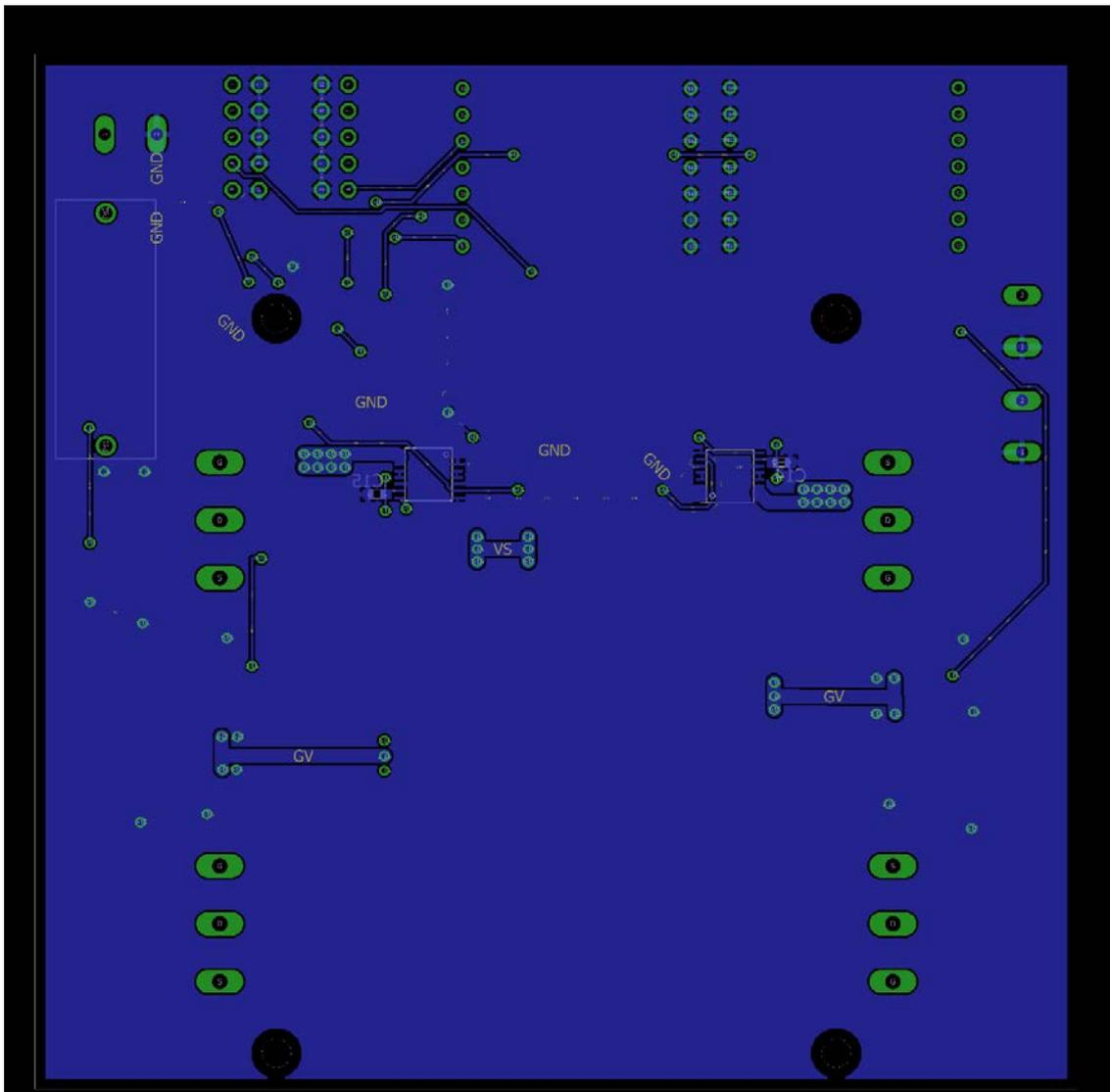


Figura 6.8: Layout de la carga electrónica. inferior

Se ha mantenido una línea de diseño lógica con respecto a las fuentes de alimentación objeto de este proyecto. Cabe destacar que el plano de masa que se ha diseñado en la capa inferior ocupa la totalidad de las dimensiones de la placa para una circulación de corriente que sea lo mínima posible y que ayude en la tarea de disipación del calor. Las pistas que conectan los componentes que constituyen la etapa de potencia son lo más anchas posibles y se unen mediante planos para que las vías sean lo menos resistivas posibles y las pérdidas sean mínimas. Se ha añadido a cada circuito integrado un condensador de bypass y se ha colocado lo más cercano posible a cada uno de los integrados, para ejercer de filtro y evitar que aparezcan

altas frecuencias en la patilla de alimentación del integrado, lo que podría llevar a su mal funcionamiento. Los conectores se han colocado los más cercanos posibles al borde de la placa para que su accesibilidad sea la mejor posible.

Una vez realizado el diseño y aprobado, se envía a su fabricación.

6.3. Fabricación y montaje de la carga electrónica

Una vez diseñada la PCB, al igual que en los convertidores diseñados, se envía a la empresa PCBWay para la fabricación de la carga programable. Los parámetros de fabricación de la placa también son los mismos y se recuerdan en la tabla 6.1.

Parámetro de fabricación	Descripción	Elección
Capas	Número de capas a fabricar	2
Material	Material de fabricación de la PCB	FR-4 normal
Espesor	Espesor total de la PCB	1,6 mm
Espacio mínimo entre pistas	Espacio mínimo entre pistas	6/6 mil
Tamaño mínimo de agujero	Tamaño mínimo de agujero	0,3 mm
<i>Solder mask</i>	Color del lacado de la capa de impresión del circuito (máscara de soldadura)	Verde
<i>Silkscreen</i>	Color de la serigrafía de la placa	Blanco
<i>Gold fingers</i>	<i>Pads</i> revestidos de oro electrolítico	No
Finalizado superficial	Material de finalizado de la superficie	HASL con plomo
Procesado de vía	Estilo de recubrimiento de las vías	<i>Tenting vías</i>
Espesor de cobre final	Espesor de la capa de cobre	1 oz de cobre

Tabla 6.1: Parámetros de fabricación de las PCBs

Por otro lado, al ser una carga electrónica configurable, tanto los valores de los condensadores como de las resistencias se consideran variables. Por tanto, los componentes que se utilizan para el funcionamiento de esta carga son provisionales. Así mismo, se adjunta un BOM con los componentes necesarios, pero sin especificar el valor de los mismos.

En la siguiente figura se especifica el BOM de la carga electrónica.

Parte	Descripción	Función	Referencia	Footprint	Cantidad
STB75NF20	MOSFET	Regulación de intensidad de la carga	M1-M2-M3-M4	TO247BV	4
Buck TPS54334	Buck síncrono integrado	Alimentación de los drivers	BUCK1- BUCK2		2
B60	Disipador	<i>Disipador de calor generado en los MOSFET</i>	HS1-HS2	B60-C60	2
TLV2172	Amplificador operacional	Amplificador operacional de drivers	TLV1-TLV2	SO-08	2
ADA4891	Amplificador operacional	Amplificador operacional de drivers	ADA1	SOIC08	1
INA250	Sensor de corriente	Sensor para el control por corriente de la carga	CS1-CS2	INA250	2
Fusible	Fusible	Evitar corrientes elevadas	F1	IEC60335-1	1
Diodo zéner	Diodo zéner	Evitar sobretensiones	D1-D2	SMB	2
Resistencia	Resistor de potencia	Resistencia de control de puerta de MOSFET	R5-R6-R7-R8	1812	4
Resistencia	Resistor de control	Resistencia de configuración		603	
Condensador	Condensador cerámico	Condensadores		603	

Tabla 6.2: BOM de la carga electrónica

Una vez obtenidos la PCB y los componentes se procede al montaje de la carga electrónica. En las siguientes figuras se aprecia el resultado del montaje de la carga.

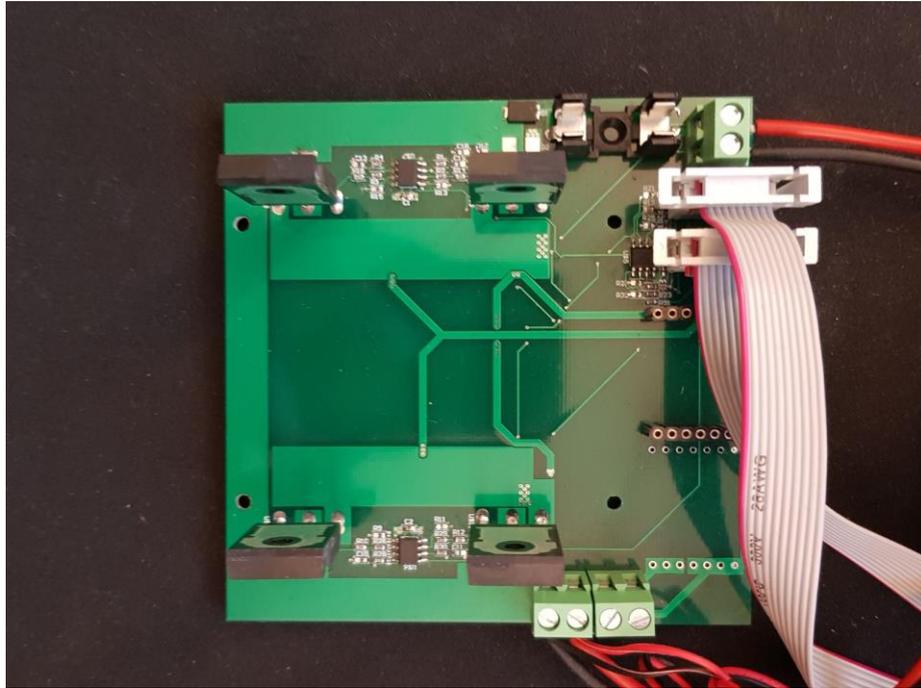


Figura 6.9: Imagen del montaje de la carga electrónica (cara superior)

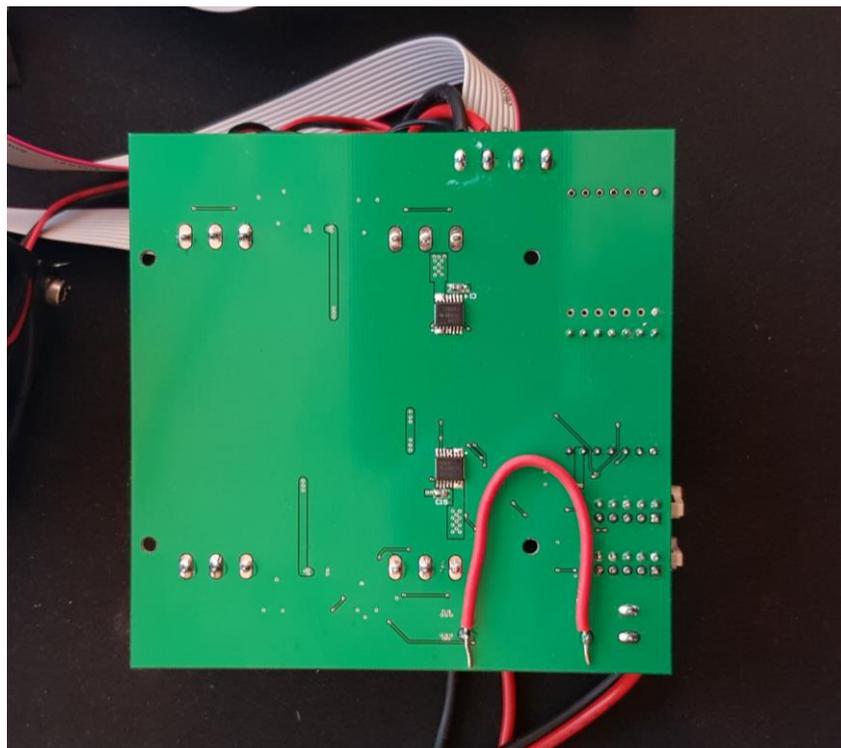


Figura 6.10: Imagen del montaje de la carga electrónica (cara inferior)

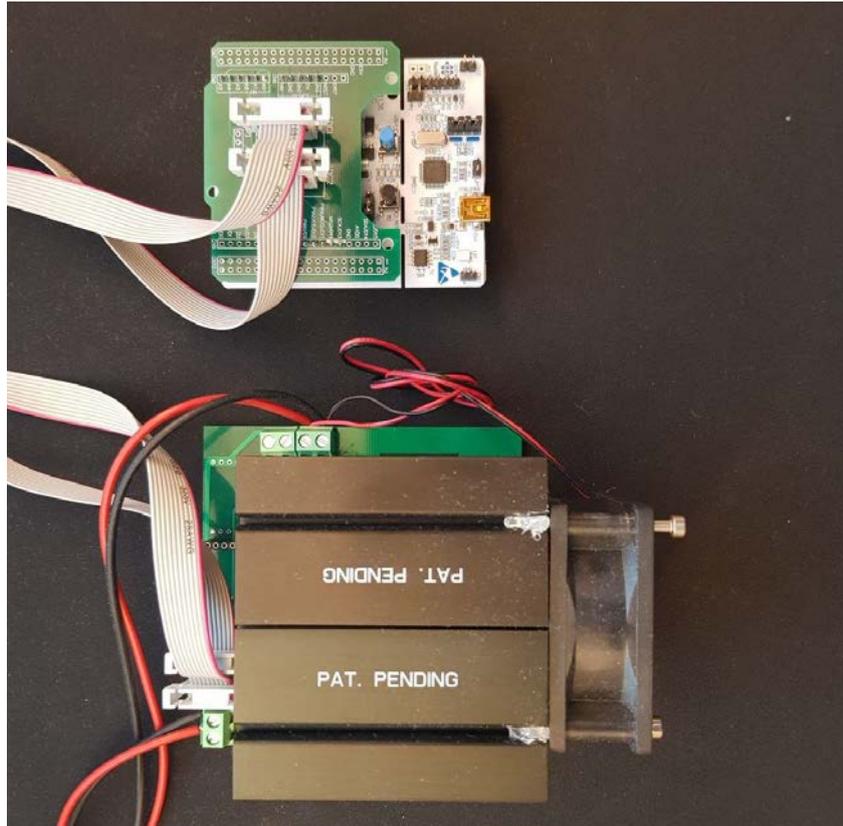


Figura 6.11: Imagen del montaje de la carga electrónica 3

Debido a la falta de tiempo material para realizar pruebas con los convertidores fabricados, se ha procedido a la alimentación de la carga y a comprobar su funcionamiento. Se ha podido demostrar cómo, independientemente de la tensión que se le introduzca para su alimentación, la intensidad queda constante según la consigna programada. Por tanto, su diseño se da como válido y su funcionamiento, a falta de pruebas con las fuentes de alimentación, se da como bueno.

A modo de conclusión se destaca la buena disipación de la carga electrónica a altas potencias, dado que los transistores apenas se calientan mientras que por el ventilador se puede apreciar que se disipa una buena cantidad de calor. Por otra parte, mientras que las cargas electrónicas comerciales tienen unos elevados precios, esta carga se ha fabricado por un precio mucho menor, de unos 60-70€. La principal diferencia de precio entre una carga dinámica comercial y la fabricada reside en la interfaz con el usuario: mientras las cargas comerciales presentan *displays* y mandos para la programación de la carga, en la fuente diseñada hay que realizar una serie de modificaciones en el código del microcontrolador para cambiar el punto de funcionamiento. También el uso de unos ventiladores más rápidos que el utilizado en

este caso para una mayor disipación del calor. Pero quizás el precio de las cargas comerciales es debido a que la oscilación entorno al punto de operación es apenas inapreciable, mientras que en la carga que se ha fabricado se puede deducir una variación entorno a dicho punto de funcionamiento brusca que, sin embargo, es suficiente para realizar test a las fuentes de alimentación que se han fabricado para este proyecto.

Aparte de las diferencias que radican entre la carga fabricada y las cargas electrónicas que se comercializan, se propone como mejoras para futuras versiones realizar dicha carga con un mayor número de capas y aumentar tanto el número de transistores como de disipadores y ventiladores para aumentar así la potencia de la carga electrónica.

7. Análisis de rendimiento

Tras el diseño y el montaje de las fuentes, en este apartado se muestran los resultados obtenidos durante las pruebas de rendimiento, se compararán con las simulaciones previamente realizadas, se debatirán y comentarán cambios realizados en base a los resultados y, por último, se analizarán los resultados obtenidos.

Para realizar el análisis de rendimiento de cada una de las fuentes, se ha montado un entorno para realizar las capturas de las señales de los convertidores y para medir los parámetros fundamentales, que consta de los siguientes elementos:

- Fuente de alimentación programable
- Osciloscopio
- Polímetro

Para cada convertidor se expondrán una serie de casos en los que la variación de la carga será fundamental para comprobar el funcionamiento de las fuentes a diferentes niveles de potencia. El procedimiento será siempre el mismo: en primer lugar, sin alimentación del circuito, se montará la carga con resistencias de 5W en la salida del convertidor, midiéndose en el polímetro el valor del conjunto de la carga y anotando el resultado; una vez medido el valor resistivo de la carga, se procederá a alimentar el circuito, midiendo con el polímetro el valor de la tensión que aparece a la salida del convertidor y con el osciloscopio la forma de onda que tienen la tensión de salida, para comprobar el rizado de la misma, y la corriente que circula por la bobina. Para poder observar la forma de onda que presenta la intensidad que circula por el inductor se ha utilizado un sensor de corriente en serie a la salida de dicho inductor, cuya finalidad es la conversión de la corriente en una salida de tensión que, utilizando un parámetro de conversión, permite ver la corriente en el osciloscopio.

Una vez realizadas estas observaciones se procederá a realizar los cálculos de eficiencia y a la comparación de las imágenes obtenidas con el osciloscopio con las gráficas resultantes de realizar las simulaciones, y así determinar si los niveles de rizado de tensión de salida corresponden con los calculados y, por tanto, si están dentro de los requisitos inicialmente marcados.

Se procede a continuación a realizar el análisis de rendimiento de cada uno de los convertidores.

7.1. Análisis de rendimiento: MC34063A

Antes de realizar los casos de diseño, se ha comprobado que la fuente funciona correctamente y los valores de tensión que entrega a la salida del convertidor. Pese a que la fuente estaba inicialmente diseñada para entregar valores de tensión de salida entre 3 y 6 V, contra todo pronóstico este convertidor presenta un rango de valores de tensión de salida comprendidos entre 3 y 4 V, lo que invita a pensar en un error en el cálculo o en la elección de valores normalizados de las resistencias de *feedback* que controlan la tensión que aparece en la salida del convertidor.

Pese a no cumplir con los valores de tensión de salida marcados, se ha decidido igualmente realizar el análisis de rendimiento de la fuente realizada con el integrado MC34063A, para la cual se han propuesto los casos de diseño de la tabla 7.1.

MC34063	Tensión	Carga
Caso 1	3,3 V	Nominal
Caso 2	4 V	Nominal
Caso 3	4 V	Plena carga

Tabla 7.1: Casos de análisis de rendimiento del convertidor MC34063A

Como se indicó anteriormente, en primer lugar, se realizará una carga a partir de resistencias de 1 Ω , 0.82 Ω y 0.47 Ω y de 5 W de potencia cada uno. Para realizar las medidas con una carga nominal, se montará una carga a la salida que consiste de 6 resistencias de 1 Ω en serie. Al ser la potencia entregada por la fuente menor de 5W en el caso de la carga nominal, no es necesaria la inclusión de otras resistencias en paralelo para el reparto de potencia por las resistencias. El montaje realizado es el reflejado en la figura 7.1.

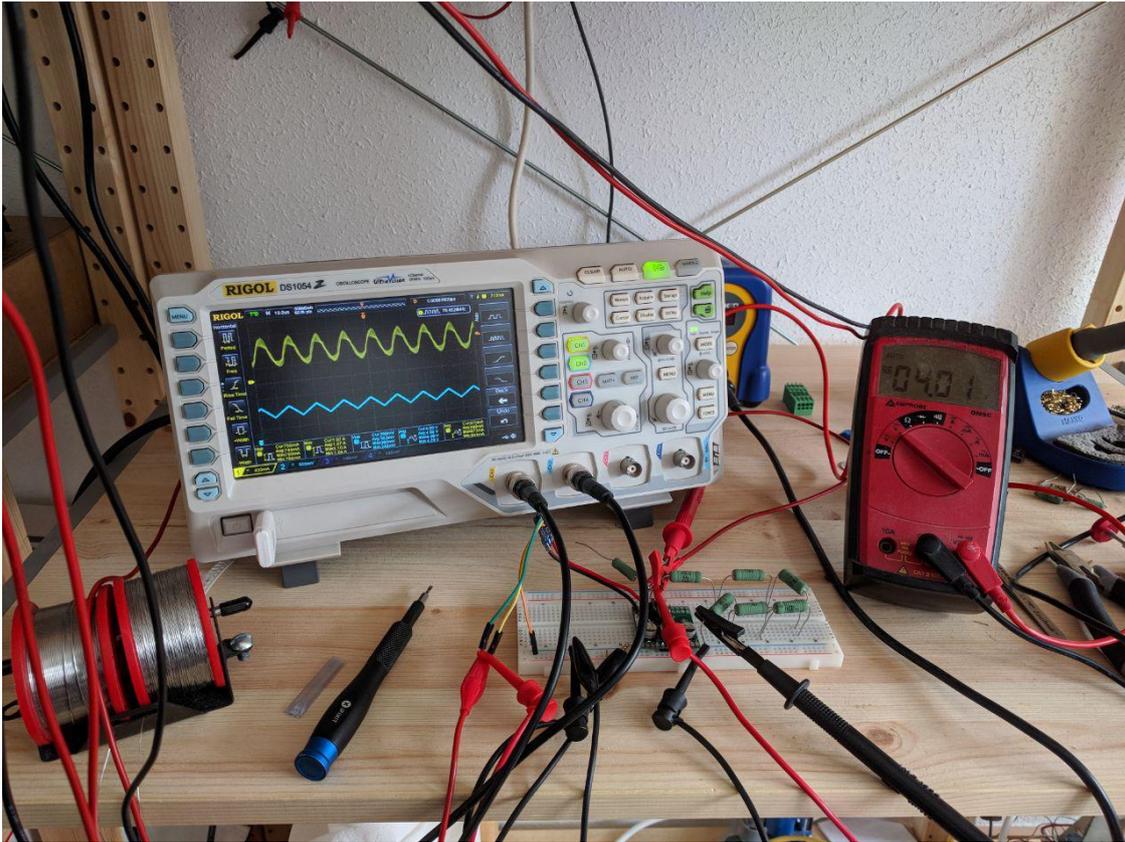


Figura 7.1: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con MC43063AD

Con el polímetro se realiza una medición del valor resistivo de la carga, obteniendo un total medido de $6,1 \Omega$ por los 6Ω teóricos. Se alimenta el circuito con 10 V de tensión de entrada y se ajusta el buck mediante el potenciómetro para que este entregue una tensión de salida de $3,3 \text{ V}$. Una vez ajustado, las formas de onda de la tensión de salida y de la corriente que circula por el inductor son las reflejadas en la figura 7.2.

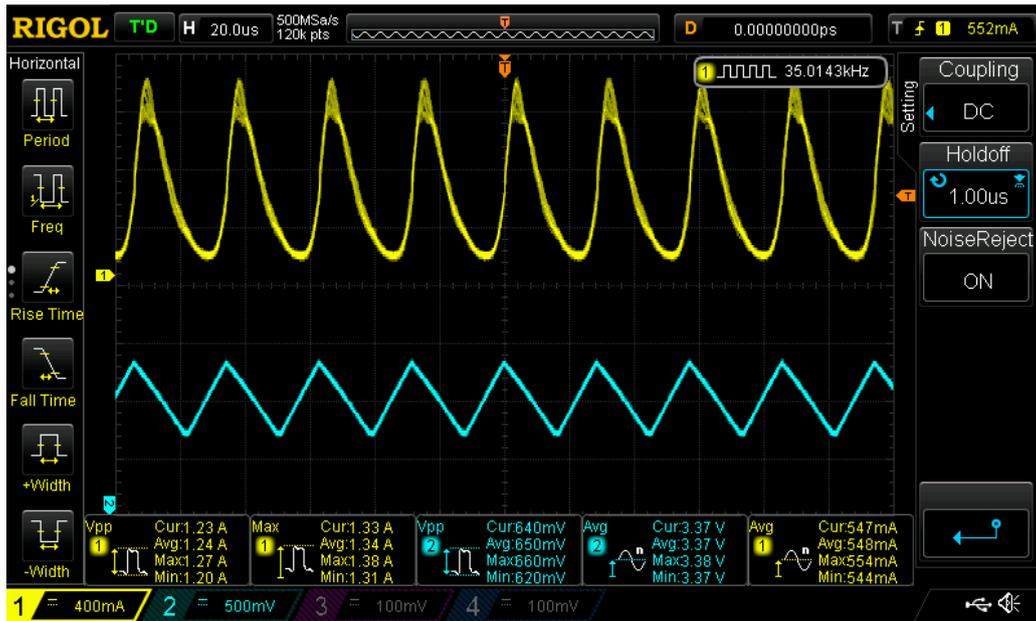


Figura 7.2: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (1)

Si se observan los valores de la tensión pico a pico que aparecen en la parte inferior de la captura, el rizado de la tensión de salida es muy elevado, de media 650 mV de tensión pico a pico, mucho más que los 20 mVpp obtenidos en las simulaciones. Si bien los resultados de la simulación se basan en componentes de carácter ideal, los resultados difieren mucho más de lo esperado. Se va a proceder a ver si ocurre lo mismo con 4 V de salida, por lo que para ello se ajusta para obtener 4 V a la salida del convertidor, obteniendo los resultados ilustrados en la figura 7.3.

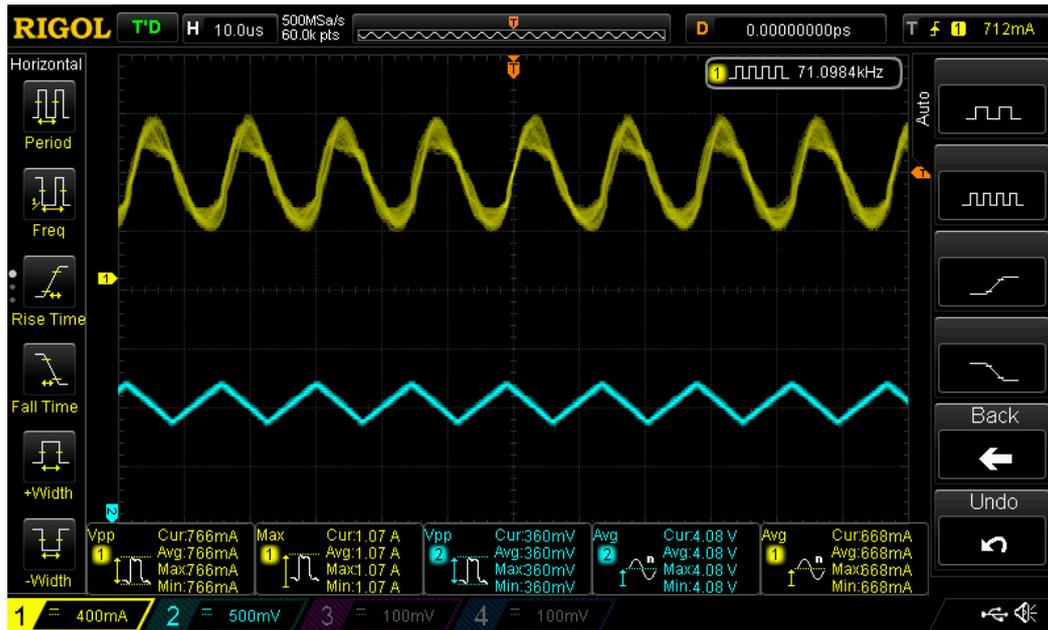


Figura 7.3: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a carga nominal

Esta captura de osciloscopio no hace más que confirmar las sospechas de un alto rizado en la señal de salida que no se corresponde con las simulaciones realizadas. Si bien el rizado es menor, constituye el 9% de la señal de salida, por el 1% marcado como porcentaje de rizado de tensión de salida marcado.

Comprobando los valores de los condensadores del filtro de salida, el valor de estos es de 47 μF , un valor distinto al previamente validado que era de 100 μF , por lo que el fallo es achacado a una mala selección de los valores de los condensadores. Para solucionar esto, se ha incluido un condensador de valor 100 μF en paralelo con los anteriores de 47 μF incluidos en el convertidor. La siguiente figura muestra aspecto del montaje del convertidor.

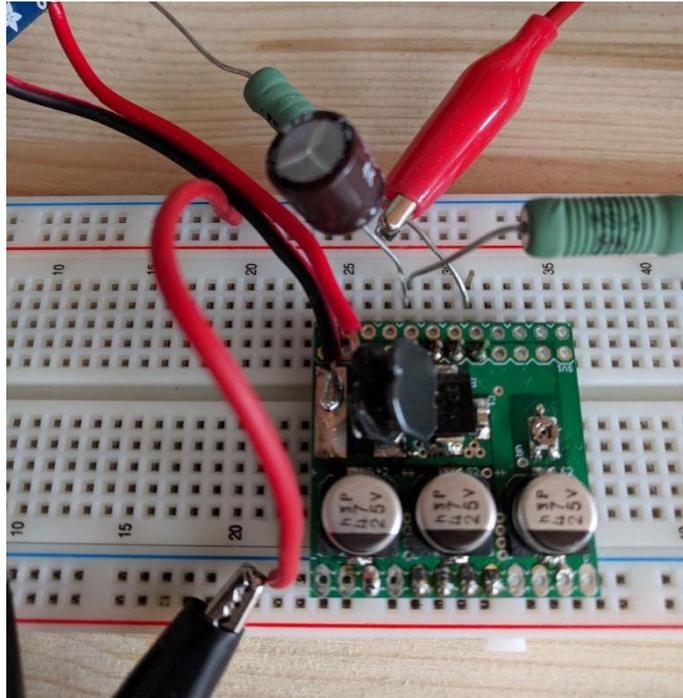


Figura 7.4: Montaje del convertidor MC34063A con condensador de filtro externo

Repitiendo las pruebas, ahora las formas de onda obtenidas al obtener 3,3 V de salida con una carga nominal de 6,1 Ω son las reflejadas en la figura 7.5.

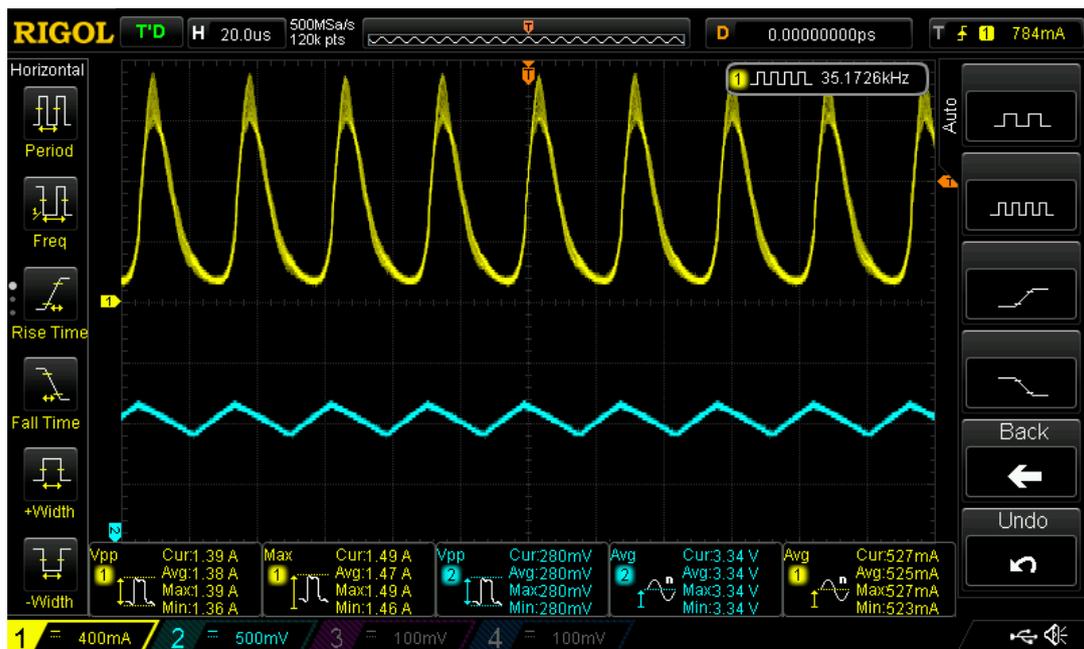


Figura 7.5: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (2)

Como se puede observar en la imagen anterior, en las medidas de la tensión alterna sigue apareciendo un valor de rizado un poco elevado (8%), si bien este ha disminuido considerablemente con respecto al caso anterior, por lo que el condensador adicional, si bien no atenúa lo suficiente el rizado de la tensión de salida, ha tenido un gran impacto en la salida. Si se desea obtener unos valores de rizado menores del 1%, se va a tener que recurrir al filtro LC externo recomendado en la hoja de características.

A continuación, se procede a realizar las pruebas con una salida de 4 V del convertidor. En primer lugar, la carga seguirá siendo la misma que en el caso anterior. Se ajusta el convertidor una vez alimentado para que la tensión de salida sea la máxima y se anotan los valores de tensión y de intensidad que aparecen en el *display* de la fuente de alimentación principal. Los resultados de las formas de onda de la tensión de salida y de la corriente que circula por el inductor obtenidos al ajustar la tensión de salida a 4 V a plena carga son los reflejados en la siguiente figura:

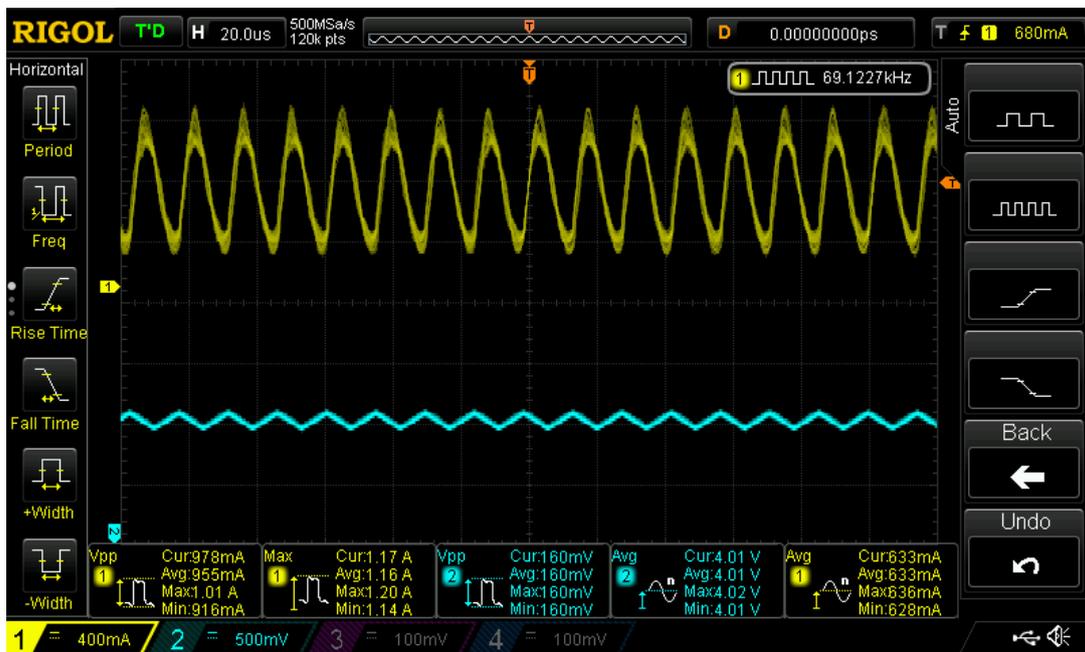


Figura 7.6: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a carga nominal (2)

Como se puede comprobar en la imagen, en este caso los valores de tensión pico a pico que aparecen en la salida son bajos. Estos valores son los mínimos que puede medir el osciloscopio, por lo que el rizado de la tensión de salida es menor que los valores que aparecen en las medidas de la tensión alterna del osciloscopio. Por

tanto, teniendo en cuenta las simulaciones, se estima que para este caso el rizado de la tensión de salida es menor que el 1% previamente indicado y no sería necesaria la implementación del filtro LC propuesto para el caso anterior, pues el rizado es menor en este caso.

Se comprueba a continuación el rendimiento del convertidor entregando la máxima potencia a la carga resistiva. Para ello, la corriente a la salida del convertidor debe ser de 1 A y, por tanto, la resistencia teórica que se debe conformar a la salida del convertidor deberá ser de 4Ω . La medida real con el polímetro da un valor resistivo de la carga de 4Ω . Se procede a alimentar el circuito y el voltímetro marca una tensión de salida de 4 V, la máxima que entrega el convertidor. Los valores de la tensión y de la corriente entregados por la fuente de alimentación se anotan para el posterior cálculo de eficiencia del convertidor. La siguiente figura muestra las formas de ondas de la tensión de salida y de la intensidad que circula por el inductor.

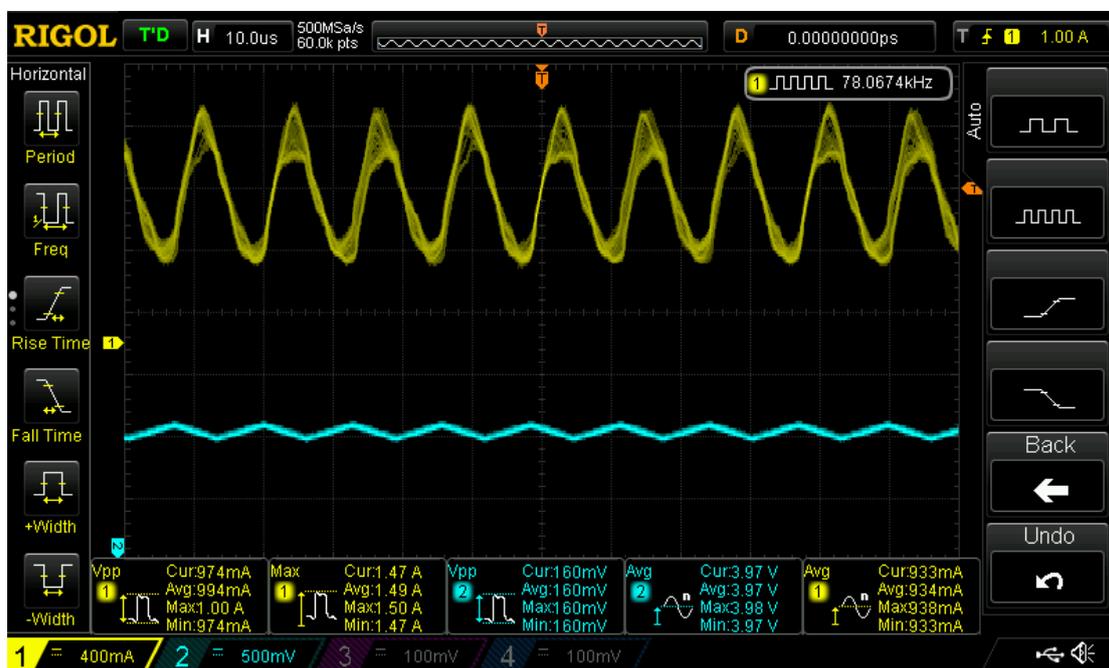


Figura 7.7: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 4V a plena carga

Los niveles de tensión alterna que representan el rizado de la tensión de salida son los mismos que en el caso anterior, por lo que se invita a pensar que estos valores son los mínimos que registra la fuente y que, por tanto, se encuentran por debajo del 1% del valor estipulado como máximo. Debido a que en la simulación se recogen datos favorables sobre el valor de la tensión pico a pico que aparece en la salida, se

darán los valores del rizado como positivos y, por tanto, al igual que con carga nominal, no se recomendará filtro de salida externo.

Una vez comprobados todos los casos diseñados, se procede al análisis de los valores obtenidos para poder realizar el cálculo de la eficiencia de la fuente. La siguiente tabla muestra el resultado de estos cálculos.

MC34063A	V in / V out (V)	I in / I out (A)	R out (Ω)	Potencia (W)	Eficiencia (%)	Casos de carga
Fuente de alimentación	10,000	0,250	--	2,500	--	3,3 V con carga nominal
Carga	3,300	0,541	6,100	1,785	71,41	--
Fuente de alimentación	10	0,36	--	3,600	--	4 V con carga nominal
Carga	4	0,656	6,1	2,623	72,86	--
Fuente de alimentación	10	0,53	--	5,300	--	4 V con plena carga
Carga	4	1,000	4	4,000	75,47	--

Tabla 7.2: Cálculos de eficiencia del convertidor MC43063AD

Como se expuso en la tabla de especificaciones del convertidor, el valor mínimo de la fuente basada en el circuito integrado MC34063A debía ser del 70%. Como se puede ver en la tabla anterior, el caso más desfavorable presenta una eficiencia del 71,41%, superior al valor mínimo estipulado, por lo que, en términos de eficiencia, el convertidor es válido. Cabe destacar cómo el convertidor presenta una eficiencia más grande cuando el convertidor entrega la máxima potencia posible, mientras que la eficiencia disminuye cuando la diferencia de tensión entre la entrada y la salida incrementa.

Debido a que el convertidor convierte la energía con una eficiencia mayor a la marcada, el diseño del convertidor se da como válido. Sin embargo, es mejorable en algunos aspectos:

- Los valores de tensión en la salida del convertidor no encajan con los valores inicialmente marcados y con los que se llevó a cabo el diseño y la

implementación de la fuente. Esto puede ser por los valores utilizados en el control del *feedback* del integrado, que no sean los correctos y que por eso la tensión de salida varíe entre unos valores que no son los estipulados.

- El rizado de la tensión de salida es aún elevado en el caso de la salida de 3,3 V con una carga nominal. Esto puede ser provocado a la disminución de la frecuencia de conmutación a la que se ve sometido el convertidor provocada por la carga.
- Pese a que el precio de este convertidor es más pequeño que el de los otros dos, el tamaño de esta fuente es grande para comercializar este modelo.

7.2. Análisis de rendimiento: TPS54334

Para el convertidor diseñado utilizando el integrado TPS54334 se realizará un análisis de eficiencia de aquel diseñado para la obtención de una tensión de salida de 3,3 V a partir de los 12 V de entrada. Se ha elegido este modelo para realizar las pruebas debido a que la conversión de energía es mayor que en estos casos y, por tanto, se producen mayores pérdidas que en aquel en el que se obtienen 5 V con la misma tensión de entrada y que aquel en el que la tensión de salida es de 12 V por los 24 V con los que se debe alimentar el convertidor. Por tanto, las pruebas de eficiencia para verificar el funcionamiento del diseño del convertidor se realizarán en función de los resultados obtenidos con los casos de carga diseñados para este modelo.

Al igual que en el caso anterior, se comprueba en primer lugar los valores de tensión de salida, para verificar que estos valores se aproximan a los marcados en los requisitos. En este caso, el valor que marca para una salida sin carga es de 3,6 V por los 3,3 V inicialmente marcados, por lo que se asemeja al valor fijado y, por tanto, se da por válido.

En la siguiente tabla se incluyen los casos de funcionamiento para el análisis de rendimiento de la fuente.

TPS54334	Tensión	
Caso 1	3,3 V	Nominal
Caso 2		1 A
Caso 3		2 A
Caso 4		Plena carga

Tabla 7.3: Casos de análisis de rendimiento del convertidor TPS54334 para tensión de salida de 3,3V

El montaje del entorno tiene el aspecto reflejado en la figura 7.8.

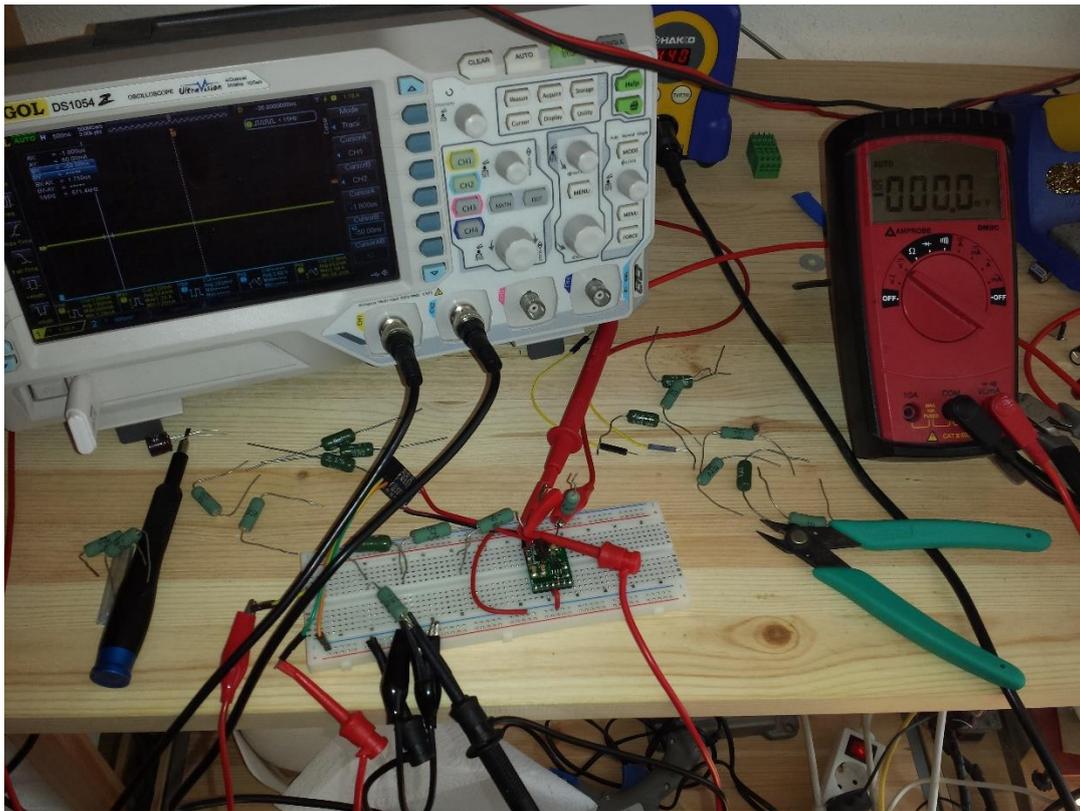


Figura 7.8: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con TPS54334

En primer lugar, el montaje de la carga constará de seis resistencias conectadas en serie formando una carga resistiva de valor teórico de 6Ω . Al no superar la potencia entregada por el circuito los 5 W de potencia que aguanta cada resistencia, no hará falta la colocación de resistencias en paralelo para repartir dicha potencia. Se mide el valor de la carga real con el polímetro obteniendo $6,1 \Omega$ de resultado.

Se procede a la alimentación del circuito, se anotan los valores de tensión de entrada del convertidor y de la corriente de salida de la fuente de alimentación principal y se obtienen las formas de onda producidas por el convertidor en el osciloscopio (figura 7.9).

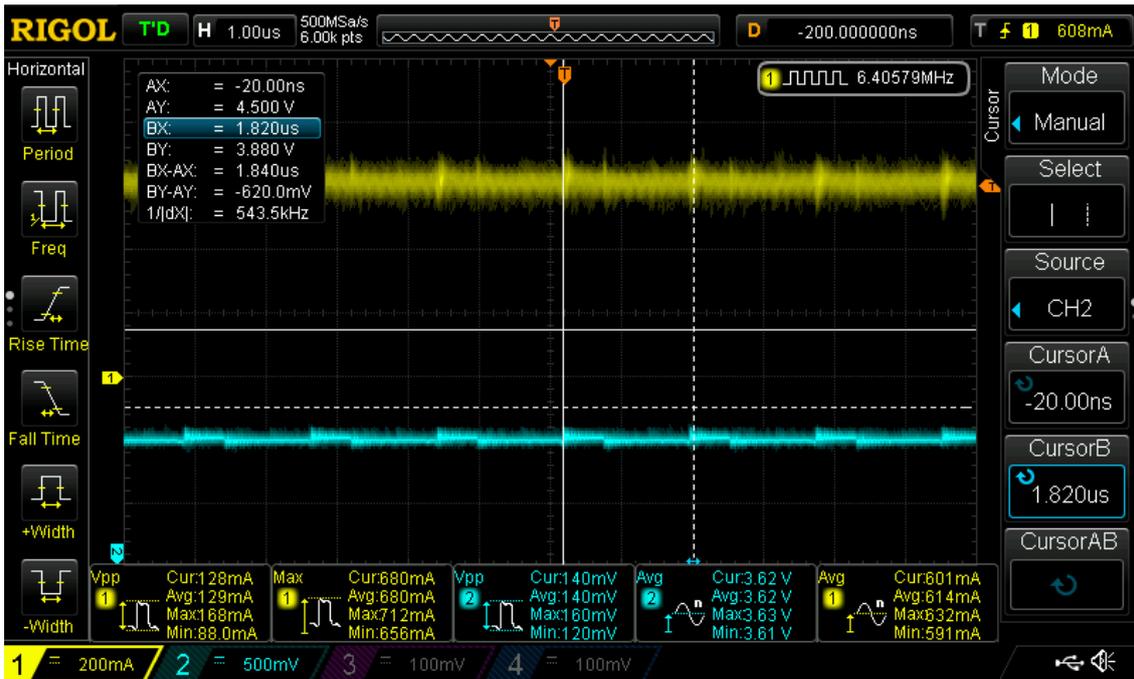


Figura 7.9: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (1)

Como se puede observar, es prácticamente imposible distinguir una señal clara de la corriente de salida, pues el sensor que mide la corriente no tiene el suficiente ancho de banda para poder medir a los 570 kHz de frecuencia a la que opera el integrado TPS54334, por lo que se podrá distinguir únicamente el valor de la parte continua de la intensidad que circula por la bobina. Por otra parte, se puede ver en los valores de la tensión de salida como el valor de la tensión pico a pico es de media 140 mVpp, lo cual supone un rizado de un 3% de la señal de salida.

Para el siguiente caso, el montaje se realizará con una carga resistiva cuyo valor teórico es de 3,6 Ω . La siguiente figura muestra el montaje del entorno anteriormente mencionado.

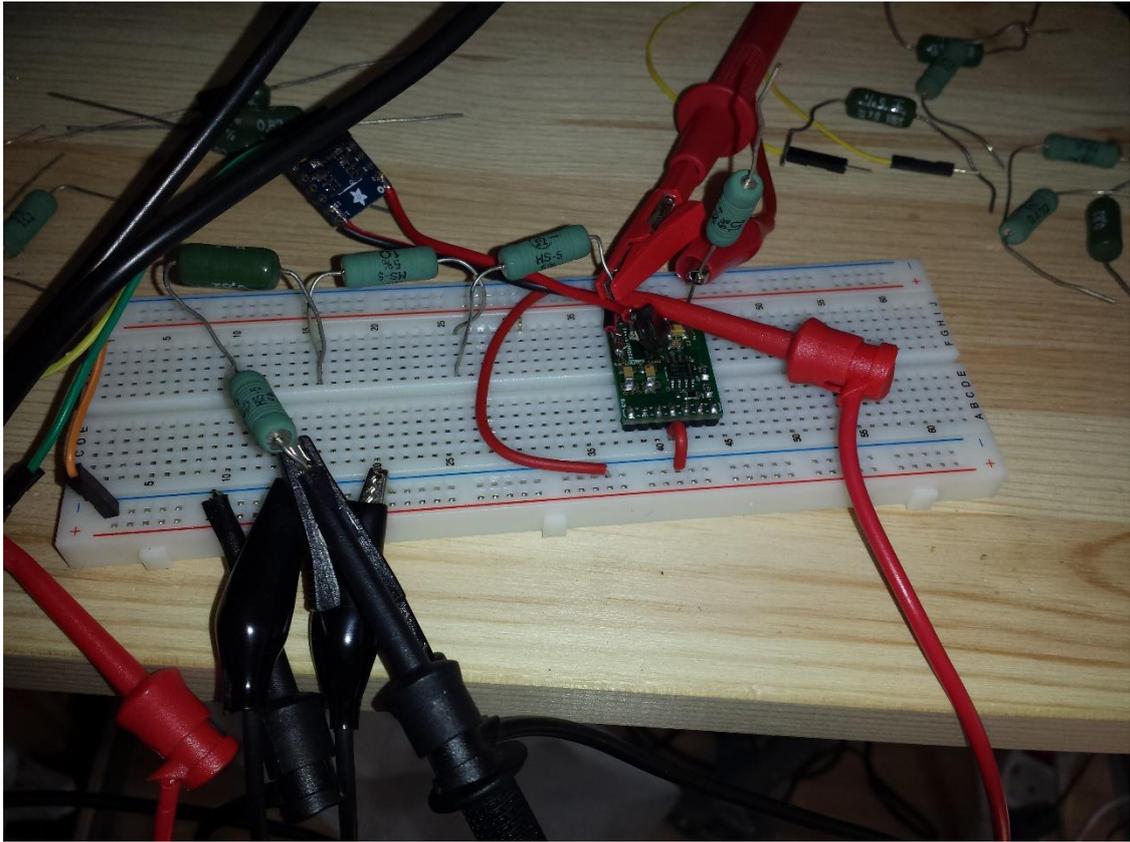


Figura 7.10: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 2)

Se mide el valor resistivo de la carga con el óhmetro del polímetro obteniendo un valor de resistencia real de $3,8 \Omega$. Una vez encendida la alimentación del circuito se aprecia como la tensión de salida es constante y se mantiene en los $3,6 \text{ V}$ que marcaba en un inicio. Los valores obtenidos en el *display* de la fuente de alimentación principal marcan valores adecuados y, por tanto, se procede a comprobar las formas de onda de la tensión de salida y de la corriente que circula por la bobina. Las figuras que aparecen en el osciloscopio son las reflejadas en la figura 7.11.



Figura 7.11: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 1 A (1)

En las mediciones realizadas por el osciloscopio se indica cómo la corriente que circula por la carga es de media 1 A. Por otra parte, la tensión de salida se mantiene en 3,6 V mientras que el rizado aumenta un poco y supone el 5% de la tensión de la salida.

A continuación, se realizará el montaje para que la corriente que circula por la carga del convertidor sea de 2 A, lo cual implica que la potencia que entrega la fuente será, estimadamente, de unos 7,2 W, un valor superior a los 5 W que soportan las resistencias, por lo que habrá que colocar valores en paralelo para obtener la carga deseada. Se ha calculado que la carga deberá tener un valor de 1,8 Ω , que nominalmente se aproximará a 1,82 Ω . La siguiente figura muestra el esquemático de montaje de las resistencias.

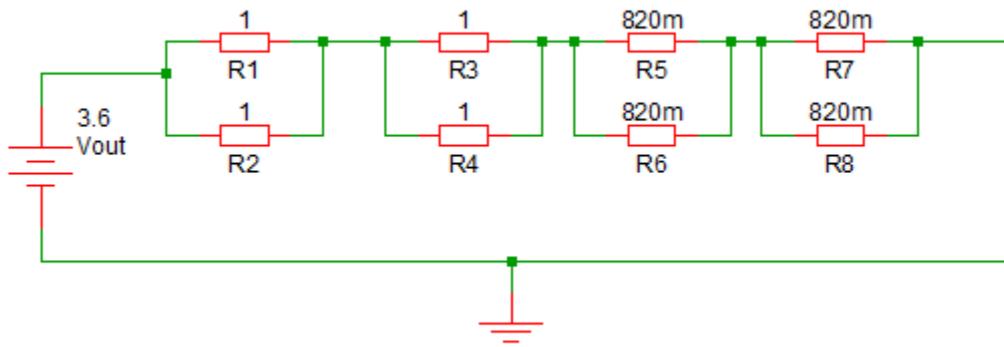


Figura 7.12: Esquemático de montaje de la carga de 1,82 Ω

El montaje completo tendrá el siguiente aspecto:

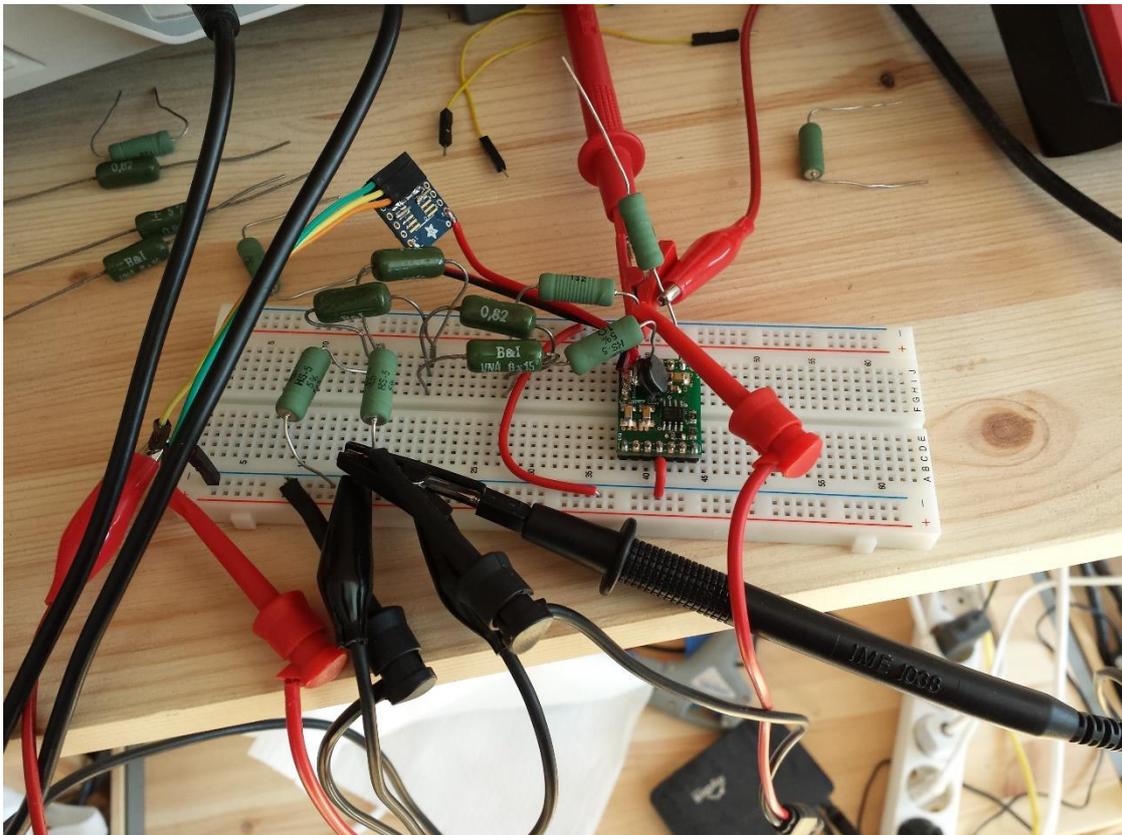


Figura 7.13: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 3)

Una vez realizado el montaje, se obtiene un valor real de la carga con el polímetro de 1,8 Ω . Se alimenta el circuito y se obtiene en el polímetro una tensión de salida algo menor, de 3,545 V. Así, una vez tomada estas medidas, se procede a realizar

una captura de la pantalla del osciloscopio digital utilizado, cuyo aspecto con las formas de onda deseadas es el siguiente:



Figura 7.14: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 2 A

El nivel de intensidad ha aumentado hasta los 1,96 A de corriente media, lo cual es lo esperado. Por otro lado, el rizado se mantiene constante con respecto al segundo caso, suponiendo este un 5% con respecto a la tensión de salida.

En el último caso, el convertidor funcionará a plena carga, es decir, con la máxima corriente de salida para la que está diseñada la fuente. En este caso, se busca la salida de 3 A de corriente, por lo que la carga resistiva de la salida deberá tener un valor teórico de 1,2 Ω . Habrá que buscar poner resistencias en paralelo como en el caso anterior debido a que la potencia entregada por la fuente es de unos 10 W estimados.

Es esquemático del montaje de la carga es el siguiente:

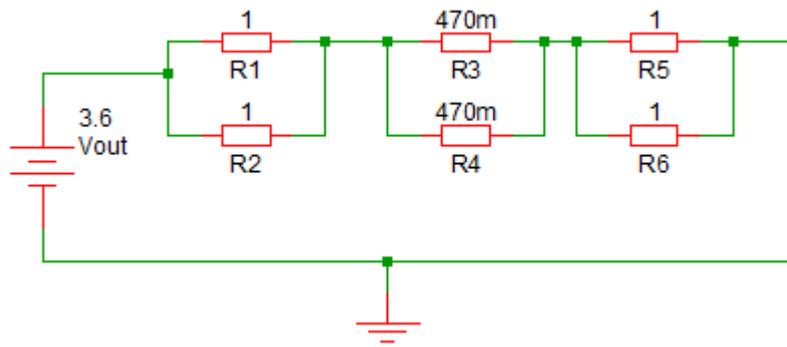


Figura 7.15: Esquemático de montaje de la carga de $1,2 \Omega$

El montaje completo de la fuente con la carga es el siguiente:

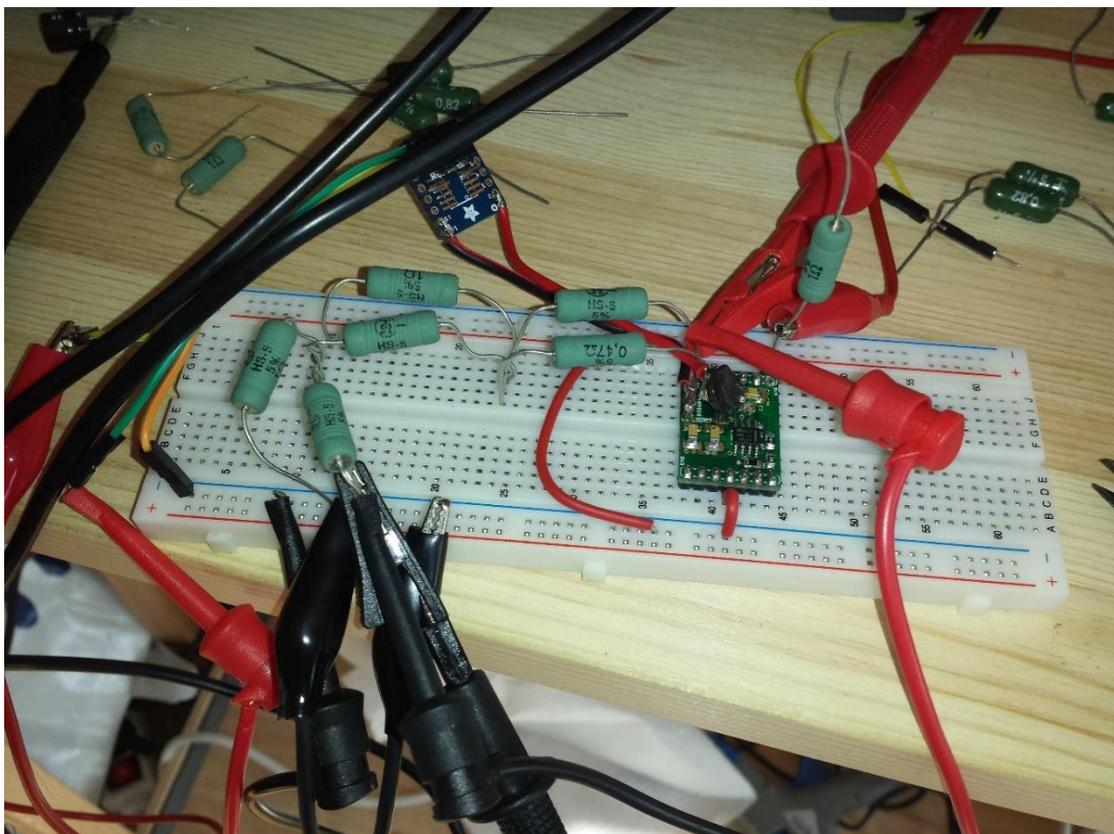


Figura 7.16: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334 (caso 4)

Se realizará el procedimiento habitual. La medida de la resistencia real es de $1,23 \Omega$. Pero, al alimentar la fuente, antes de realizar las medidas pertinentes, se observa

que en el osciloscopio las formas de onda de la tensión de salida y de la corriente que circula por el inductor son las siguientes:



Figura 7.17: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a plena carga

Se aprecian unas discontinuidades que para nada son previstas y que no encajan con las formas de onda esperadas. Esto es posiblemente debido a un problema de saturación del inductor. Atendiendo la hoja de características del inductor, efectivamente se confirma que, para ese valor de $22 \mu\text{H}$, la corriente de saturación se sitúa en los 2,2 A por los 3 A que se deseaban obtener. Por lo tanto, este valor de esta serie de bobinas no es adecuado para el montaje de este convertidor.

Para que no vuelva a ocurrir esto se ha optado por la sustitución por una bobina de la misma serie, pero con un valor de inductancia de $4,7 \mu\text{H}$. Esto implica un valor de rizado de la corriente que circula por la bobina más elevado, pero una tolerancia a dicha corriente mucho mayor. Según apunta la hoja de características, el valor de la corriente de saturación de este modelo es de 4,7 A, un valor mucho más elevado que los 3 A de intensidad máxima que deseamos obtener a la salida a plena carga.

Antes de realizar las medidas, se comentarán los valores de eficiencia obtenidos con la bobina de $22 \mu\text{H}$ hasta el caso de plena carga. Las medidas realizadas para obtener los valores de rendimiento son las siguientes:

TPS54334	V in / V out (V)	I in / I out (A)	R out (Ω)	Potencia (W)	Eficiencia (%)	Caso de carga
Fuente alimentación	12,000	0,200	--	2,400	--	Carga nominal
Carga	3,600	0,590	6,100	2,125	0,89	--
Fuente alimentación	12	0,31	--	3,720	--	1 A
Carga	3,6	1,000	3,8	3,411	0,92	--
Fuente alimentación	12	0,67	--	8,040	--	2 A
Carga	3,545	1,969	1,8	6,982	0,87	--

Tabla 7.4: Cálculos de eficiencia del convertidor TPS54334 (1)

Cabe recordar que los valores de eficiencia especificados para esta fuente debían ser mayores del 80%, por lo que este convertidor cumple con creces con los valores de eficiencia obtenidos. En el peor de los casos, este convertidor ha presentado una eficiencia de conversión de energía del 87%, por lo que los resultados son prometedores.

Una vez comprobado que el convertidor presenta los valores de eficiencia establecidos, se procede a realizar el cambio del inductor, como se había indicado anteriormente, por otro de la serie SRN8040 de Bourns Inductors con un valor de 4,7 μH , valor escogido para evitar la saturación de la bobina. Los montajes son exactamente los mismos que los anteriores, por lo que se procederá a analizar los resultados de cada uno de los casos de carga diseñados.

Para una carga nominal, en este caso, de un valor teórico de 6 Ω , se mide con el polímetro una resistencia total de 6 Ω también. Al encender la fuente, se obtiene una tensión a la salida del convertidor de 3,6 V. En cuanto a las formas de onda obtenidas con el osciloscopio, se pueden observar en la figura 7.18.

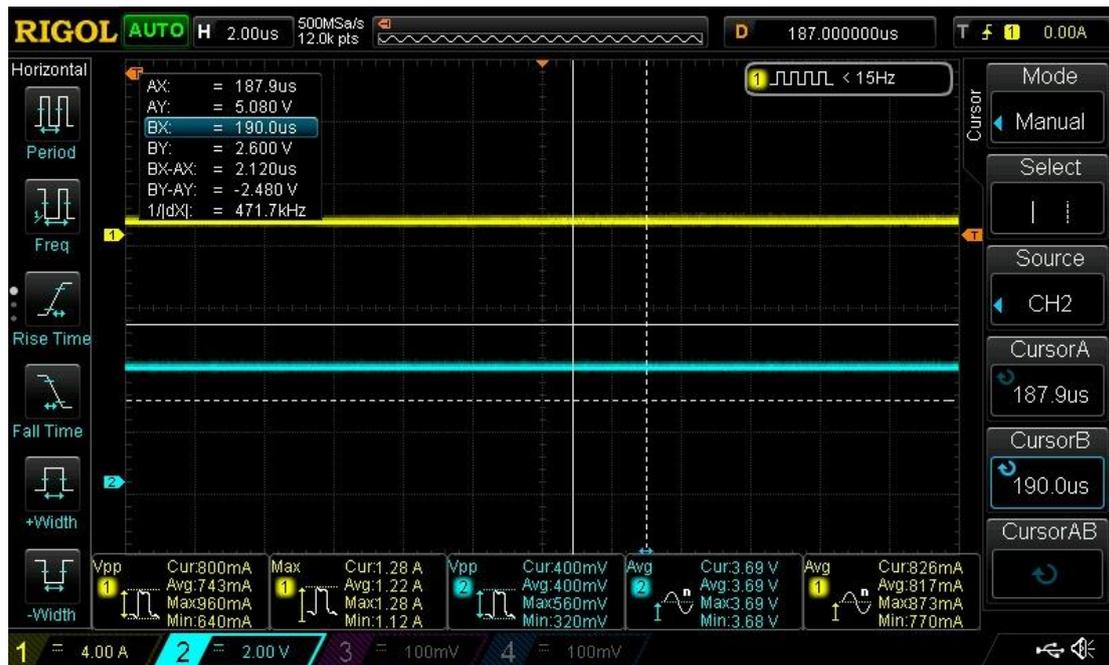


Figura 7.18: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a carga nominal (2)

Se puede ver cómo el rizado de la señal de salida es más elevado que en el caso anterior en el que se realizó las medidas con el inductor de $22 \mu\text{H}$. Aquí, el rizado supone un 8% de la tensión de salida, más elevado que el 1% que se estipuló en los requisitos iniciales, por lo que será necesario la implementación un filtro externo adicional si se quiere cumplir con estos valores de la tensión pico a pico de salida.

El siguiente montaje presentará en la salida una carga de valor teórico de $3,6 \Omega$ para la salida de intensidad del convertidor de 1 A. Una vez realizado el montaje, el valor obtenido de la carga es de 4Ω , más elevado del que cabría esperar. Esto se puede deber en cierto modo a la temperatura que presentan estos resistores del caso de uso anterior que, pese a que apenas se ha entregado $2,4 \text{ W}$, presentaban cierta temperatura. Se procede al encendido de la fuente de alimentación y se obtiene un valor de tensión a la salida del convertidor de $3,58 \text{ V}$. Las formas de onda que presentan la tensión de salida y la corriente que circula por la bobina capturadas por el osciloscopio digital, mostradas en la figura 7.19.



Figura 7.19: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 1 A (2)

Se aprecia en las medidas como el rizado de la tensión de salida sigue siendo elevado y mayor del 1% establecido, por lo que se confirma que será necesario un filtro externo al convertidor para alcanzar estos márgenes. Por otro lado, la energía se está convirtiendo de manera correcta y dentro de los parámetros que marcan las especificaciones, por lo que se seguirá realizando medidas para confirmar los porcentajes de eficiencia del convertidor.

Para el tercer caso, la carga teórica a la salida deberá tener un valor de $1,8 \Omega$ para que la corriente de salida sea de 2 A. Como la potencia entregada por el convertidor supera los 5 W que soportan las resistencias colocadas en serie, habrá que colocarlas de la misma manera que en el montaje realizado con la bobina de valor $22 \mu\text{H}$ para evitar un sobrecalentamiento en estas y su malfuncionamiento. Con el polímetro, el valor resistivo obtenido tras medir la carga es de $1,9 \Omega$. Se procede a la alimentación del circuito y según el polímetro, el valor de la tensión de salida es de 3,55 V, algo menor que en los dos casos anteriores. Se realiza una captura de las formas de onda obtenidas en el osciloscopio y se puede apreciar en la siguiente figura las formas de onda para la tensión de salida y la corriente que circula por el inductor.



Figura 7.20: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 2 A (2)

Los resultados son los esperados: la conversión de energía se realiza dentro de los parámetros de eficiencia establecidos y sigue persistiendo el valor alto de rizado, que aumenta según la potencia entregada es mayor.

Por último, se realiza el montaje para que el convertidor funcione a plena carga. Para ello, se seguirá el montaje realizado con el otro valor del inductor, con una resistencia total en la carga de 1,2 Ω . Así, el valor de la corriente que circula por esta carga será cercano a los 3 A. Se mide esta resistencia con el polímetro y se obtiene un valor real de 1,2 Ω , al igual que el valor teórico. Se procede a la alimentación del circuito y, como estaba previsto, el circuito funciona con normalidad. La tensión entregada en la salida es medida con un polímetro y marca 3,5 V. Sin embargo, tras un minuto transcurrido desde el encendido de la fuente, se ve que el osciloscopio ya no marca lo que marcaba anteriormente y se descubre, reduciendo la escala del eje temporal de este que aparecen unas discontinuidades. Estas discontinuidades presentan la forma que aparece en la figura 7.21.

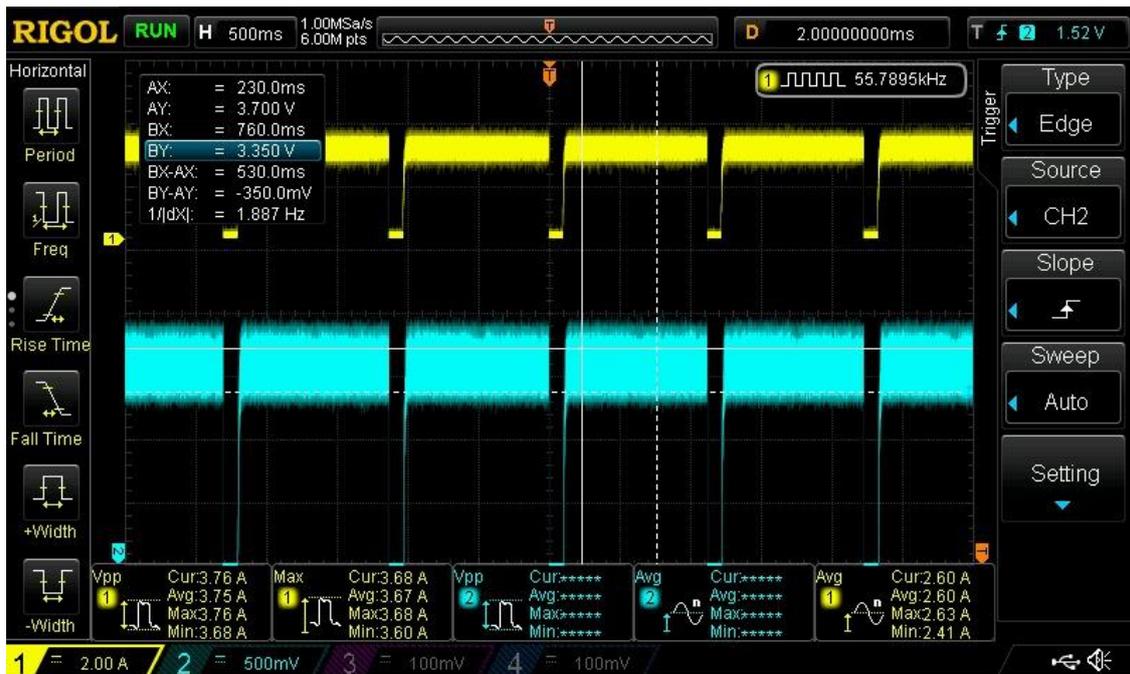


Figura 7.21: Discontinuidades provocadas por el corte del convertidor para protección

A diferencia del caso anterior, en el que la bobina se saturaba por alcanzar valores de corriente más elevados de los establecidos en la *datasheet* del inductor, en este caso la corriente que circula por la bobina es menor que los 4,7 A marcados como corriente de saturación. Se ha llegado a la conclusión que el TPS54334 se apaga a intervalos regulares como mecanismo de protección térmica, pues se ha podido comprobar que el circuito se ha calentado bastante. Por lo tanto, se deduce que este convertidor no tiene la capacidad de absorción térmica necesaria para funcionar correctamente a plena carga. Si se comparan los valores de alterna de la intensidad que circula por la bobina, los valores que presenta la corriente son bastante más altos de los 3 A que estaban previstos en la salida del convertidor.

Para el correcto funcionamiento del convertidor a plena carga debería cambiarse el diseño de la PCB. Los cambios que se proponen realizar son: aumentar la superficie del convertidor y aumentar el plano de masa que se encuentra en la capa inferior del convertidor, ambos con el objeto de aumentar la capacidad de absorción térmica de la fuente.

Se procede, una vez desconectada la alimentación principal y estabilizado a nivel térmico el convertidor, a la captura de las formas de onda de la tensión de salida y de la intensidad que circula por el inductor durante los primeros instantes de funcionamiento del convertidor a plena carga.



Figura 7.22: Formas de onda obtenidas con el osciloscopio para una salida de 3,3V a 3 A (2)

A diferencia de las otras capturas realizadas con el osciloscopio, en este caso se puede apreciar la forma de onda de la corriente que circula por el inductor. El rizado de la tensión de salida es elevado (alrededor del 15%), mucho mayor del 1% indicado. El origen de este rizado se debe a las inductancias parásitas en el camino de la corriente.

Una vez realizado todos los casos diseñados para realizar el análisis de eficiencia de conversión de energía de la fuente, se obtienen los resultados reflejados en la tabla 7.5.

TPS54334	V in / V out (V)	I in / I out (A)	R out (Ω)	Potencia (W)	Eficiencia (%)	Caso de carga
Fuente de alimentación	12,00	0,20	--	2,40	--	Carga nominal
Carga	3,60	0,60	6,00	2,16	90,00	--
Fuente de alimentación	12,00	0,31	--	3,72	--	1 A
Carga	3,58	0,90	4,00	3,21	86,22	--
Fuente de alimentación	12,00	0,67	--	8,04	--	2 A
Carga	3,55	1,87	1,90	6,63	82,50	--
Fuente de alimentación	12,00	1,03	--	12,36	--	3 A
Carga	3,50	2,92	1,20	10,21	82,59	--

Tabla 7.5: Cálculos de eficiencia del convertidor TPS54334 (2)

Puesto que el valor mínimo de la eficiencia indicado por las especificaciones de la fuente era del 80%, se demuestra que el convertidor cumple con dichas especificaciones. En los casos más desfavorables, que son aquellos en los que la potencia que se entrega es mayor, la eficiencia del convertidor supera el 82%, por lo que, en términos de eficiencia de potencia convertida, el convertidor se da por válido.

Como se indicó anteriormente, los principales problemas del convertidor y, por tanto, puntos del diseño a mejorar, son:

- El rizado que aparece en la tensión de salida es bastante más alto que el marcado como máximo por la tabla de especificaciones del convertidor.
- El encendido y apagado periódico de la fuente como mecanismo de protección para el exceso de temperatura que se genera en la fuente a plena carga.

7.3. Análisis de rendimiento: LM3150

Para esta fuente se ha optado para una implementación simple del entorno: se ha *decidido eliminar la captura de pantalla del osciloscopio por temas de tiempo y porque para la obtención de la señal de la intensidad que circula por el inductor habría que gastarse una elevada cantidad de dinero en un sensor de intensidad con un ancho de banda lo suficientemente grande como para obtener una señal nítida de dicha intensidad*. Por tanto, se ha decidido que el montaje conste simplemente en una protoboard donde se colocará tanto el convertidor a probar como las resistencias que conforman la carga de salida del circuito, y por otro lado el multímetro configurado para la obtención del valor resistivo real de la carga de salida y de la tensión que aparece en la salida del convertidor.

El montaje diseñado para realizar las pruebas de rendimiento del convertidor queda ilustrado en la siguiente figura:

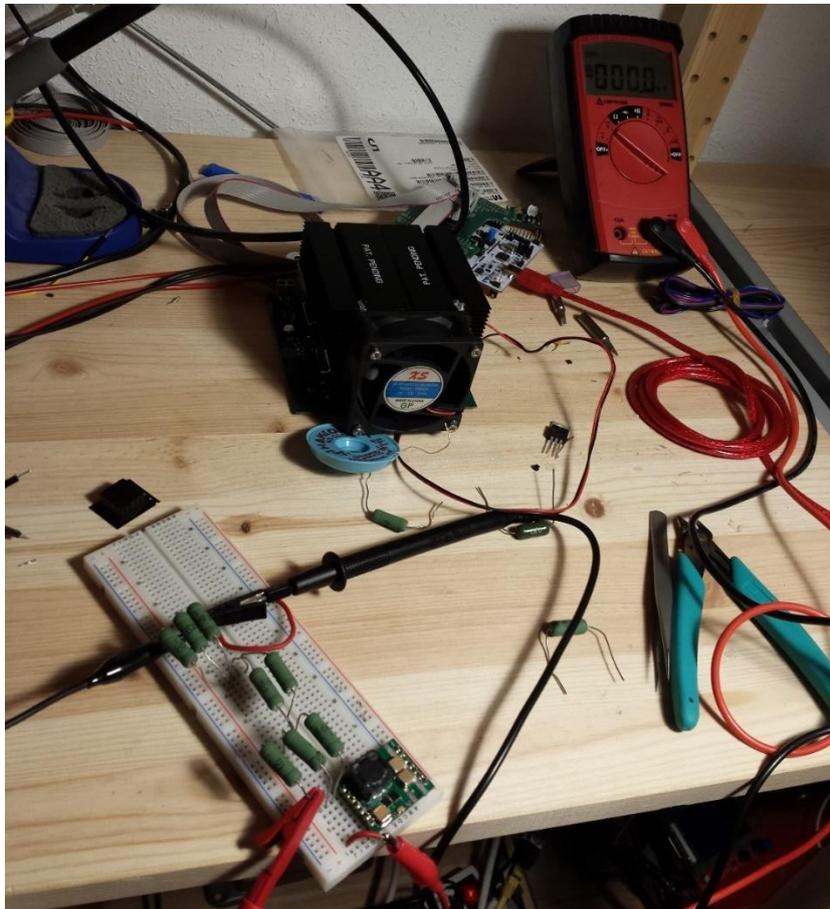


Figura 7.23: Imagen del montaje del entorno para prueba de rendimiento con LM3150

Para el análisis de rendimiento de este convertidor se van a llevar a cabo dos casos principales: el primero de ellos se va a realizar para una salida del convertidor de 1 A de intensidad, mientras que, en el segundo caso, el convertidor funcionará a plena carga, es decir, la intensidad de salida llegará a los 5 A.

En el primer caso, se buscará obtener una salida de 1 A del convertidor, por lo que será necesario utilizar una carga cuyo valor resistivo alcance los 5Ω . Una vez realizado el montaje de la carga fija, se mide el valor resistivo de la carga con el polímetro, se procede al encendido de la alimentación de la fuente y se observa el *display* de la fuente de alimentación programable para apuntar los valores de tensión e intensidad que alimentan el convertidor. Por otro lado, se anota el valor de tensión de la salida que aparece en el polímetro a la salida del convertidor, y se anota para el posterior cálculo de eficiencias.

Una vez se ha realizado la primera prueba de eficiencia, se realiza el montaje para que el convertidor funcione a plena carga. Para ello se diseña el circuito con una carga en la salida con un valor resistivo de 1Ω . El resultado es un montaje se puede apreciar en la siguiente fotografía

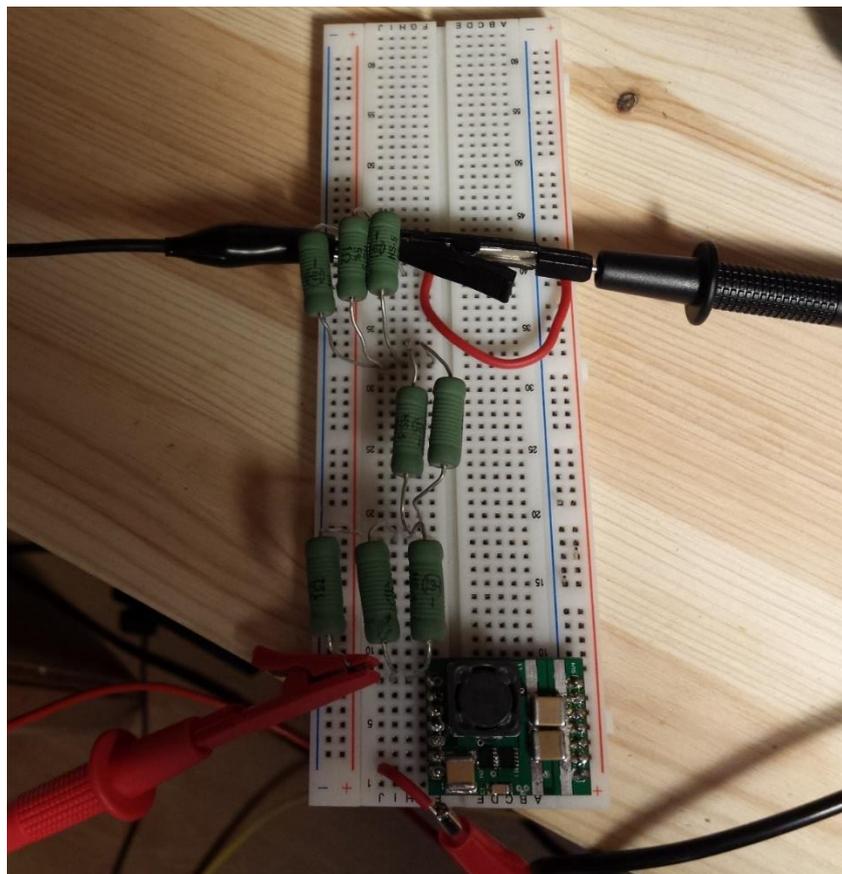


Figura 7.24: Montaje de la fuente con el integrado TPS54334

Una vez montado el escenario, se procede a medir el valor resistivo de la carga y se apunta para el análisis de rendimiento. Se procede al encendido de la fuente de alimentación principal y se anotan los valores de tensión y de intensidad que se marcan en el *display* de esta. Por último, al igual que en el caso anterior, se toma del polímetro el valor de la tensión de salida que aparece en los pines del convertidor. Se procede al apagado del sistema y al análisis de datos de rendimiento de la fuente gobernada por el integrado LM3150.

Los valores obtenidos de realizar la prueba de análisis del rendimiento del convertidor diseñado se pueden contrastar en la siguiente tabla:

LM3150	V in / V out (V)	I in / I out (A)	R out (Ω)	Potencia (W)	Eficiencia (%)	Caso de carga
Fuente alimentación	12,00	0,47	--	5,64	--	1 A
Carga	5,00	1,04	4,80	5,21	92,35	--
Fuente alimentación	12,00	1,87	--	22,44	--	5 A
Carga	4,88	4,44	1,1	21,65	96,48	--

Tabla 7.6: Cálculos de eficiencia del convertidor LM3150

Como se puede deducir de la tabla de cálculos de eficiencia del convertidor, en ambos casos la eficiencia del convertidor supera a la inicialmente establecida en los parámetros de funcionamiento de las fuentes (> 90%), si bien se esperaba algo mayor la eficiencia del primer caso. Al superar el valor de eficiencia marcado, el diseño del convertidor se da como válido.

7.4. Hoja de especificación de cada fuente de alimentación

En este apartado se proporciona una hoja con las especificaciones de cada uno de los convertidores, incluyendo una breve explicación del conexionado de la fuente, así como un esquema de conexión de la misma, el *pinout* del diseño final del convertidor y alguna imagen de la experiencia recogida. Estas hojas de especificaciones se han basado en la *datasheet* de cada uno de los circuitos integrados reguladores que se han escogido para integrar los convertidores.

Estas hojas de especificaciones se proporcionan a continuación.

7.4.1. Convertidor buck ajustable basado en el regulador MC34063A

Regulador buck conmutado 3-4 V de salida ajustable 4W de potencia

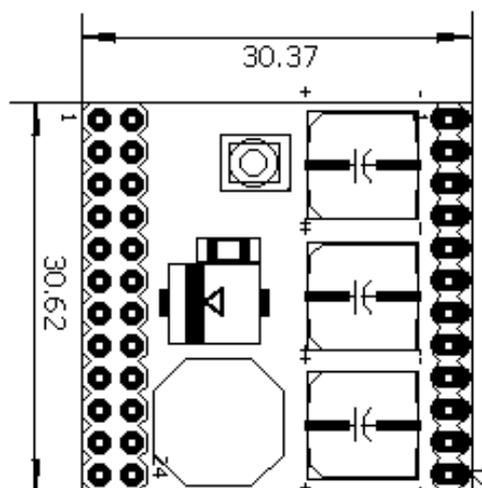


Figura 7.25: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones

Rango de tensión de entrada	9-12 V
Salida máxima de corriente	1 A
Salida de tensión	2-4 V ajustable mediante potenciómetro
Frecuencia del oscilador	50 kHz
Regulador	MC34063
Eficiencia	>70%

Tabla 7.7: Especificaciones del convertidor

Número de pin	Tipo	Conexión	Descripción
1,2,3,5,7,9,11,13,15,17,19,21,23	--	GND	Conexión a masa
4,6,8,10,12	Entrada	Vin	Alimentación de entrada
14,16,18,20,22,24	Salida	Vout	Salida del convertidor

Tabla 7.8: Conexiones de los pines del header dual-row

Número de pin	Tipo	Conexión	Descripción
1,2,3,4,5,6,7,8,9,10,11,12	--	GND	Conexión a masa

Tabla 7.9: Conexiones de los pines del header single-row

7.4.2. Convertidor buck síncrono basado en el regulador TPS54334

Regulador buck síncrono 3A de intensidad máxima

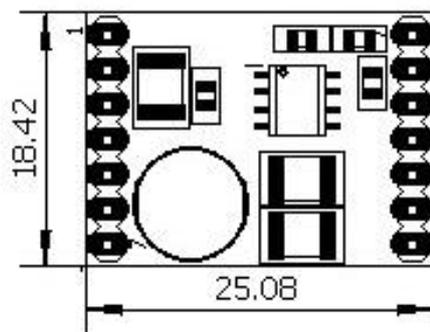


Figura 7.26: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones

Rango de tensión de entrada	12-24 V
Salida máxima de corriente	3 A
Salida de tensión	3,3 V
	5 V
	12 V
Frecuencia del oscilador	570 kHz
Regulador	TPS54334
Eficiencia	>80%

Tabla 7.10: Especificaciones del convertidor

Número de pin	Tipo	Conexión	Descripción
1,2,3	Entrada	Vin	Alimentación del convertidor
4,5,6,7	Salida	Vout	Salida del convertidor
8,9,10,11,12,13,14	--	GND	Conexión de masa

Tabla 7.11: Conexiones de los pines

7.4.3. Convertidor buck síncrono basado en el regulador LM3150

Regulador buck síncrono 60 W 5A

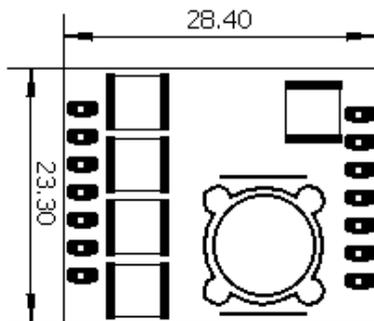


Figura 7.27: Vista del convertidor, conexiones y dimensiones

Rango de tensión de entrada	12 V
Salida máxima de corriente	5 A
Tensión de salida	5 V
Frecuencia del oscilador	500 kHz
Regulador	LM3150
Eficiencia	>90%

Tabla 7.12: Especificaciones del convertidor

Número de pin	Tipo	Conexión	Descripción
1,2,3	Entrada	Vin	Alimentación del convertidor
4,5,6,7	Salida	Vout	Salida del convertidor
8,9,10,11,12,13,14	--	GND	Conexión de masa

Tabla 7.13: Conexiones de los pines

8. Conclusiones y trabajos futuros

8.1. Conclusiones

En el conjunto del proyecto, se ha calculado, diseñado y validado tres fuentes de alimentación conmutadas de topología buck para su posterior comercialización.

El proyecto se ha enmarcado dentro de los convertidores DC/DC, una rama de la electrónica de potencia que ha ido evolucionando a lo largo de los años de los reguladores lineales más básicos a las SMPS más modernas, en pleno auge actualmente gracias a la búsqueda de la miniaturización y de la eficiencia para su uso en aplicaciones de alimentación, principalmente.

A partir de una tabla de especificaciones y de unos controladores inicialmente dados, se ha comenzado calculando los valores de los componentes para cumplir con los requisitos, y posteriormente se han corregido algunos gracias a la simulación del comportamiento de las fuentes de alimentación, pues las formas de onda simuladas no se encontraban dentro de las especificaciones.

El diseño hardware ha sido la parte central del proyecto. Tanto las PCB de las fuentes de alimentación como la de la carga electrónica, han diseñadas en EAGLE, primero a nivel esquemático para posteriormente conformar la placa con este programa de EDA. Tras el diseño se han propuesto una serie de cambios y mejoras antes de ser enviadas a fabricar y, a posteriormente, ser montadas.

Para la validación de los convertidores se han realizado unas pruebas de eficiencia. Para ello se han probado en casos de carga nominal, de funcionamiento a plena carga y casos intermedios para comprobar el correcto funcionamiento y que los resultados obtenidos están acordes con las especificaciones inicialmente marcadas.

Vistos los resultados de las pruebas de las fuentes de alimentación, todas las fuentes funcionan y presentan unos rendimientos superiores a los especificados, por lo que los resultados son positivos.

Sin embargo, se ha podido comprobar como en algunos casos, el rizado de la tensión de la salida no era el esperado y el obtenido en las simulaciones, o en otros casos los valores de la tensión de salida no cumplían con las especificaciones, por lo que se concluye que tanto el diseño como la elección de componentes se puede mejorar. Esto es importante dado que muestra la realidad de un proyecto de ingeniería, en el que hay que estar en constante aprendizaje y que no todo sale como se espera y que siempre hay una capacidad de mejora.

8.2. Trabajos futuros

A continuación, se exponen una serie de ideas para mejorar el diseño de las fuentes de alimentación fabricadas para versiones posteriores en trabajos futuros, con la finalidad de solucionar aquellos problemas que han surgido en este y mejorar la implantación de las fuentes de alimentación.

Para la fuente de alimentación controlada por el integrado MC34063A, se propone la adición de un filtro de segundo orden externo para solucionar el elevado rizado que aparece en la salida de la fuente. Otra de las opciones propuestas relacionadas con el filtro de salida es la eliminación para la compactación de la placa y que sea el usuario el que incluya este filtro. Por último, un rediseño del filtro de feedback para obtener las tensiones de salida propuestas en las especificaciones.

Para la fuente de alimentación controlada por el integrado TPS54334, se propone al igual que en el caso anterior la implementación de un filtro de segundo orden externo para mejorar el rizado de la fuente. Por otro lado, es necesario la ampliación del plano de masa de la cara inferior para paliar el problema de absorción de calor que aparece cuando la energía entregada por la fuente es máxima. Otra opción que se sugiere es la implementación de un pequeño disipador en el controlador.

Para la fuente de alimentación controlada por el integrado LM3150, se propone la fabricación de ésta con componentes con un precio más reducido para su comercialización a un precio más asequible.

Bibliografía

[1] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, tercera edición.

[2] Steve Roberts M.Sc. B.Sc., *DC/DC book of knowledge: Practical tips for the user*. RECOM, tercera edición, 2016.

[3] Alan Martin, Marc Davis-Marsh, Giuseppe Pinto e Ismail Jorio, *Capacitor selection for DC/DC converters: What you need to know to prevent early failures, and reduce switching noise*. Texas Instruments, Kemet.

[4] Jess Brown, Point of Load converters - The Topologies, Converters, and Switching Devices Required for Efficient Conversion. Presentado en la conferencia PCIM, 14 de mayo de 2016, Núremberg, Alemania.

[5] Matthew Alexander Porter, *An Investigation of DC- DC Converter Power Density Using Si and SiC MOSFETS*, 2010.

[6] George Lakkas, *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency*. *Analog Applications Journal*, Texas Instruments, 2016.

[7] Mostafa I. Marei, Ehab F. El-Saadany, Magdy M.A. Salama, *Experimental evaluation of envelope tracking techniques for voltage disturbances*. *Electric Power Systems Research*. 2009.

[8] “Electronic notes. *What is RF Amplifier Envelope Tracking: A Primer*” [online]. Disponible en: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-envelope-tracking/what-is-envelope-tracking-basics-primer.php>

[9] Ahmed G.RadwanAhmed, A.Emir, Amr M.AbdelAtydAhm, TaherAzare. *Modeling and analysis of fractional order DC-DC converter*. 2017

[10] “Radio-Electronics.com. *HEMT, High Electron Mobility Transistor*” [online]. Disponible en: <http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/fet-field-effect-transistor/hemt-phemt-transistor.php>

[11] “Autodesk. *CAD Software*” [online]. Disponible en: <https://www.autodesk.es/solutions/cad-software>

[12] “Autodesk. *EAGLE*” [online]. Disponible en: <https://www.autodesk.com/products/eagle/overview>

[13] Texas Instruments, *LM3150 Wide-VIN Synchronous Buck Controller* datasheet, septiembre 2017- revisado en septiembre 2015. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3150.pdf>

[14] Texas Instruments, *MC34063A. 1.5-A Boost/Buck/Inverting Switching Regulator* datasheet, diciembre 2004- revisado en enero de 2015. Disponible en: <http://www.ti.com/product/MC34063A>

[15] Texas Instruments, *TPS54334 4.2V to 28V Input voltage, 3A Output current Synchronous buck Converter with 570kHz fixed frequency* datasheet, mayo 2015- revisado en febrero 2016. Disponible en: <http://www.ti.com/product/TPS54334>

[16] EPC - Efficient Power Conversion Corporation, *Fundamentals of Gallium Nitride Power Transistors*, 2009. Disponible en http://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/product-training/appnote_ganfundamentals.pdf

[17] “Power-electronics.com, *GaN Transistors*” [online]. Disponible en: <http://www.powerelectronics.com/technologies/gan-transistors>

[18] .Z. Hossain, N.A. Rahim, Jeyraj a/l Selvaraj, *Recent progress and development on power DC/DC converter topology, control, design and applications: A review*. Elsevier, Junio 2016-revisado en enero 2017.

[19] KiCAD documentation [online]. Disponible en: <http://kicad-pcb.org/help/documentation/>

[20] SIMETRIX/SIMPLIS documentation [online]. Disponible en: <https://www.simetrix.co.uk/>

[21] “Test DC/DC Converters” [online]. Disponible en: <http://www.testandmeasurementtips.com/test-dc-dc-converters/>

[22] “What are Electronic Load?” [online]. Disponible en: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-are-electronic-load/>

[23] “How electronic loads work” [online]. Disponible en: <http://www.programmablepower.com/blog/how-electronic-loads-work/>

[24] Yingying Kuai, S. Yuvarajan. *An electronic load for testing photovoltaic panels*. 2005.

Anexo A: Herramientas utilizadas

En este anexo se realizará una descripción del material utilizado durante el montaje y las pruebas de eficiencias para los convertidores.

- Fuente de alimentación: La fuente de alimentación ha sido la encargada de proveer a los convertidores de energía para la conversión de energía realizada por estos. A su vez ha sido necesaria para la alimentación del sensor de corriente encargado de transformar la corriente que circulaba por la inductancia en tensión para ser leída posteriormente por el osciloscopio. Debido a que la fuente era digital y programable, ha sido posible medir los rendimientos de cada uno de los convertidores, pues en el *display* de ésta se marcaban los valores de tensión, de intensidad y de potencia entregada por la fuente.

En la siguiente imagen aparece un modelo de la marca RIGOL similar al utilizado.



Figura A.0.1: Fuente de alimentación programable

Estas fuentes de alimentación digitales presentan una serie de ventajas con respecto a las analógicas, como el establecimiento de límites para la tensión y la corriente que entrega la fuente, la monitorización de datos, como se indicó

anteriormente, la prevención de fallos, programación de los parámetros, etc. Por otra parte, el control digital presenta una mayor complejidad y sofisticación de las que carecen las fuentes analógicas.

- Osciloscopio: el osciloscopio es el instrumento de visualización de las formas de onda que presentan la tensión de salida y la corriente que circula por el inductor de cada uno de los convertidores. Es el aparato que permite la posterior comparación de las señales reales obtenidas del convertidor con las gráficas resultantes de simular el esquemático de las fuentes. El osciloscopio utilizado es digital, más modernos que los analógicos y que presentan una serie de ventajas respecto a estos, como la capacidad de medir automáticamente los valores de tensión alterna y continua de una señal, la transferencia de estas medidas a un ordenador, la captura de transitorios, ancho de banda, etc. Estos osciloscopios digitales están actualmente basados en un control mediante FPGA. En la siguiente imagen aparece un osciloscopio digital de un modelo similar al utilizado.



Figura A.0.2: Osciloscopio digital

- Soldadura: la soldadura se define como “el proceso de fijación de una o más piezas de un material, generalmente metales”. En este caso, es el proceso de fijación de los componentes a los *pads* de cobre de la PCB para su fijación y la correcta transmisión de las propiedades térmicas y eléctricas. El material utilizado para realizar la soldadura es el hilo de estaño. Para la soldadura de

los componentes SMD se han utilizado dos herramientas: un soldador de tipo lápiz y una pistola de aire caliente. El primero ha sido utilizado para la soldadura de componentes tales como resistencias, condensadores, bobinas, pines de conexión, potenciómetro, etc. Para ello se calienta un poco de estaño en uno de los *pads* para fijar uno de los lados del componente mientras que posteriormente se fija el otro lado añadiendo estaño entre el *pad* de cobre de la PCB y el *pad* del componente superficial. Por otro lado, se ha utilizado la pistola de aire caliente para soldar componentes más pequeños y complejos, debido al número de patillas como los reguladores integrados, o porque los *pads* no están accesibles para soldar con soldador, como es el caso de los MOSFETs utilizados en el diseño con el integrado LM3150. Para soldar con la pistola de calor, se añade una pequeña cantidad de estaño sobre los *pads* de la placa, se coloca a continuación el componente, con las patillas correctamente alineadas con el surco de cobre donde debe ir colocado, y se coloca la pistola de calor sobre el componente, esperando a que funda el estaño. Una vez fundido, se retira el calor, se quitan la rebaba de estaño que haya podido surgir y se deja enfriar para una correcta soldadura. En la siguiente imagen se muestra un ejemplo de una pistola de calor.



Figura A.0.3: Pistola de calor

Para soldar, es necesario el uso de gafas, pues es posible que al soldar salgan vapores y salten algunas gotas de flux.

Anexo B: Ficheros gerber generados

- Gerber MC34063:

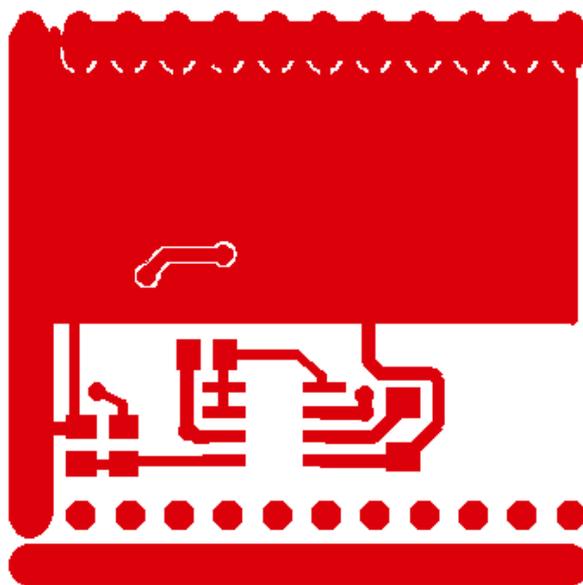


Figura B.0.1: MC34063A.GBL

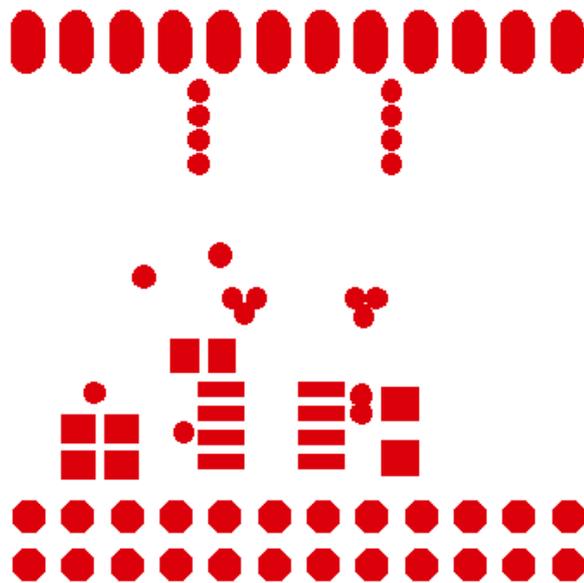


Figura B.0.2: MC34063A.GBS

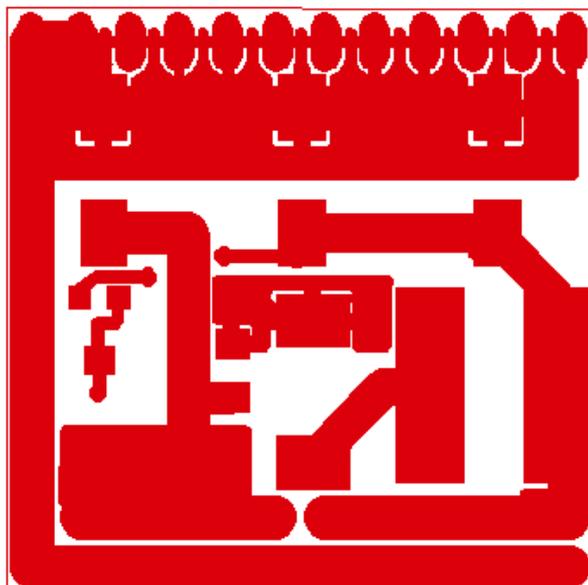


Figura B.0.3: MC34063A.GTL

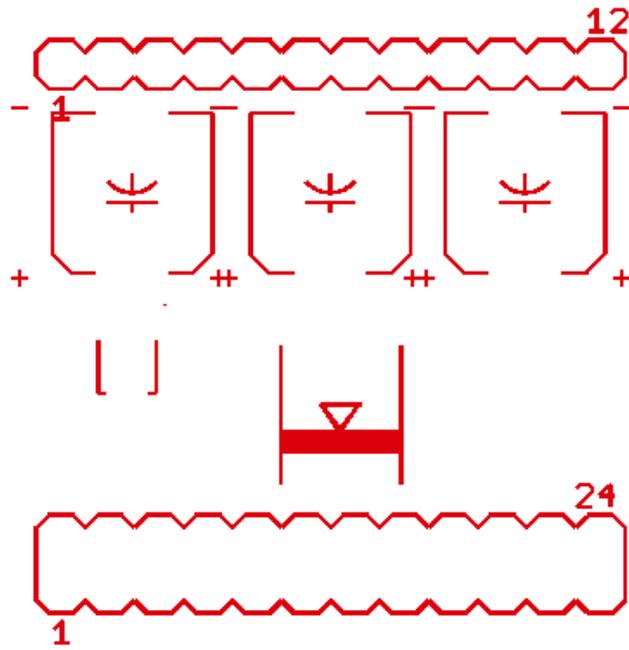


Figura B.0.4: MC34063A.GTO

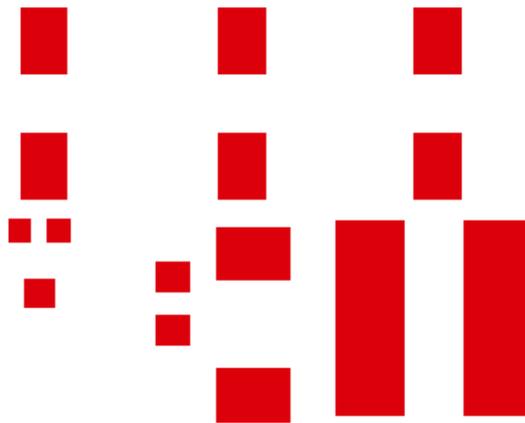


Figura B.0.5: MC34063A.GTP

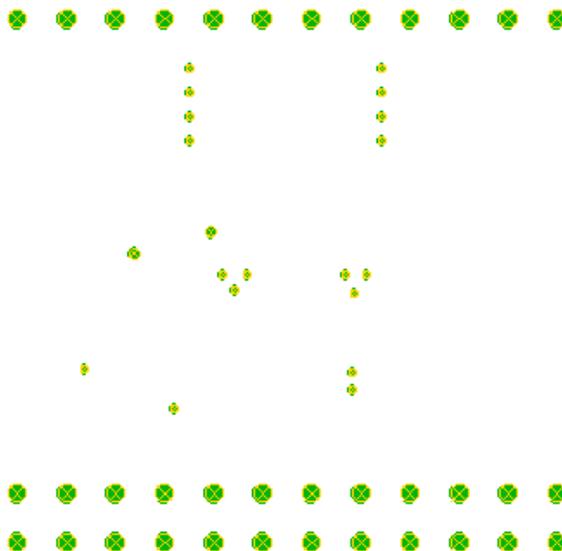


Figura B.0.6: MC34063A.TXT

- Gerber TPS54334

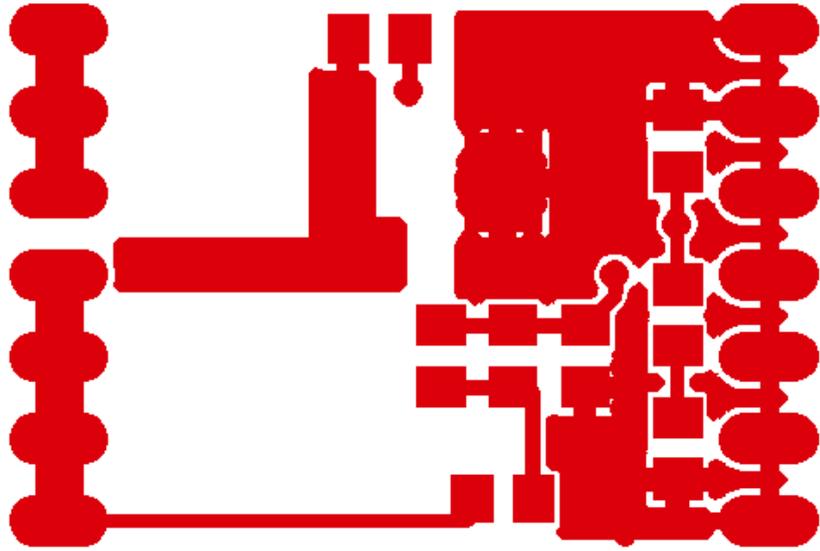


Figura B.0.7: TPS54334.GBL

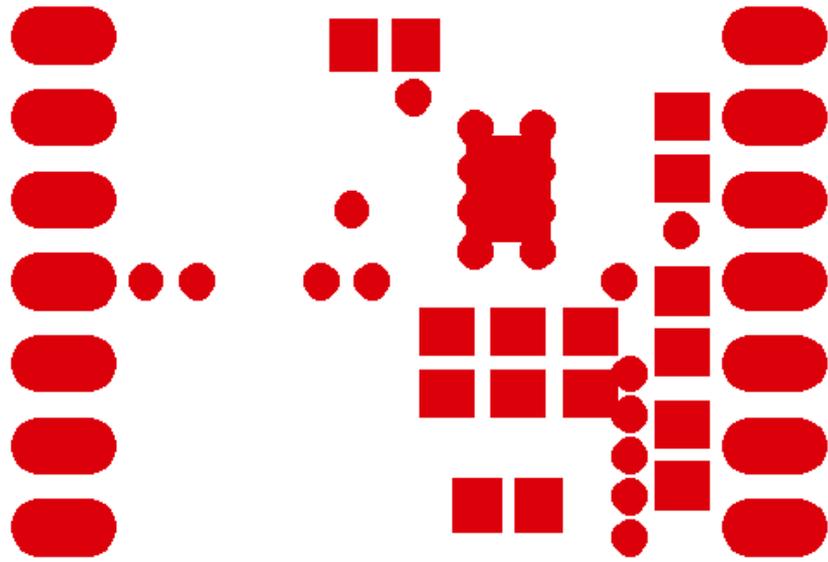


Figura B.0.8: TPS54334.GBS

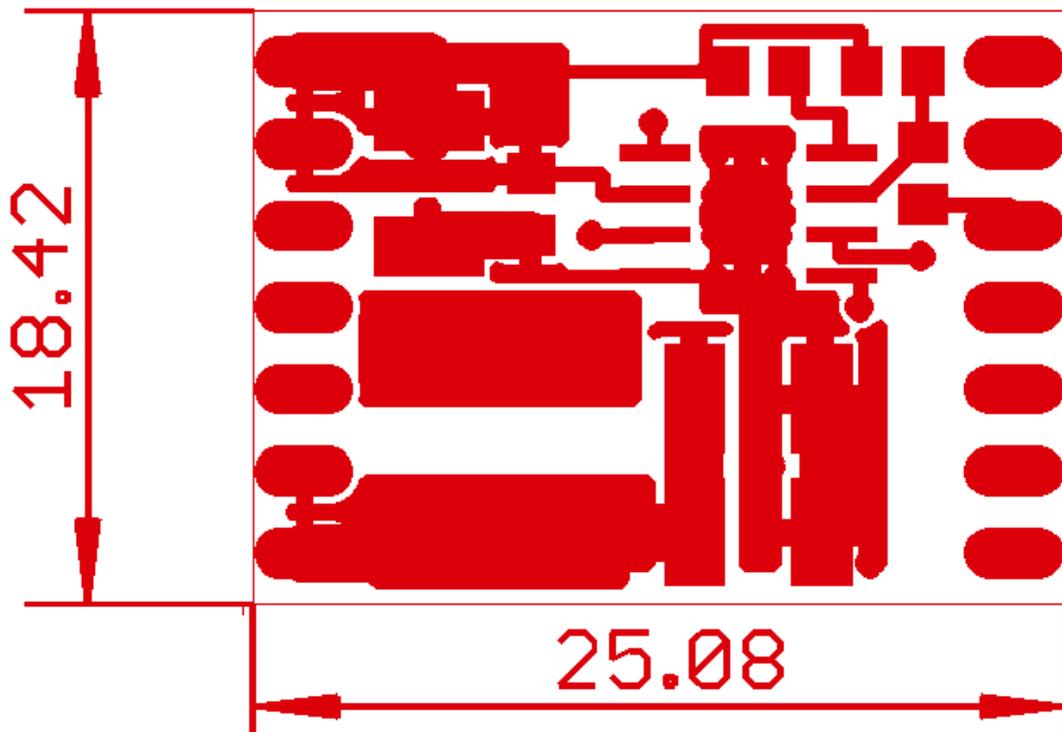


Figura B.0.9: TPS54334.GTL

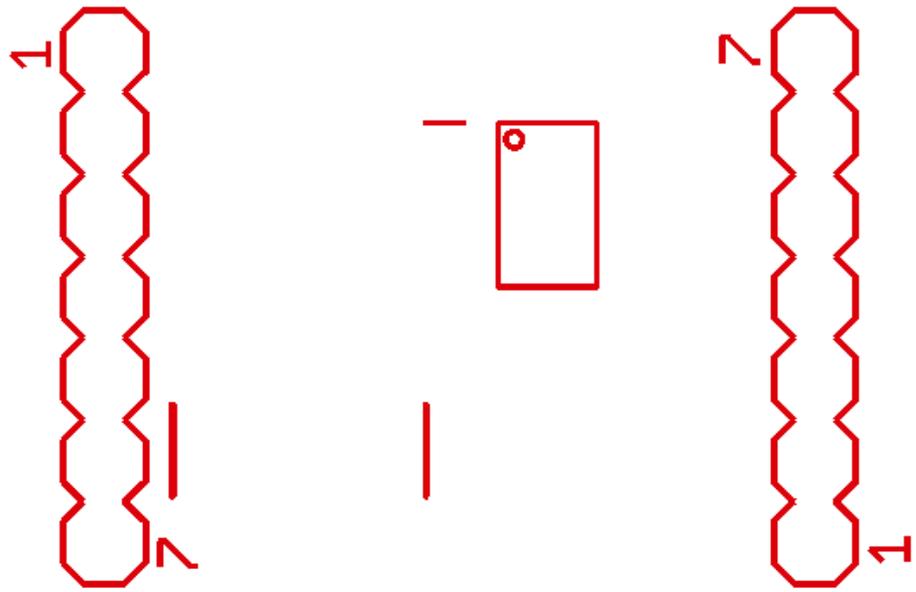


Figura B.0.10: TPS54334.GTO

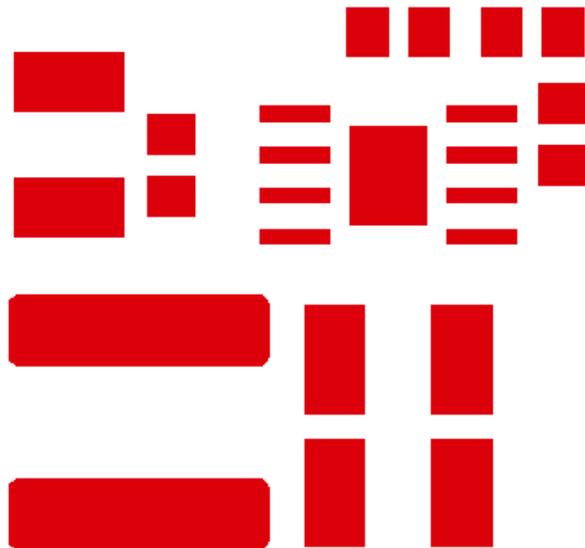


Figura B.0.11: TPS54334.GTP

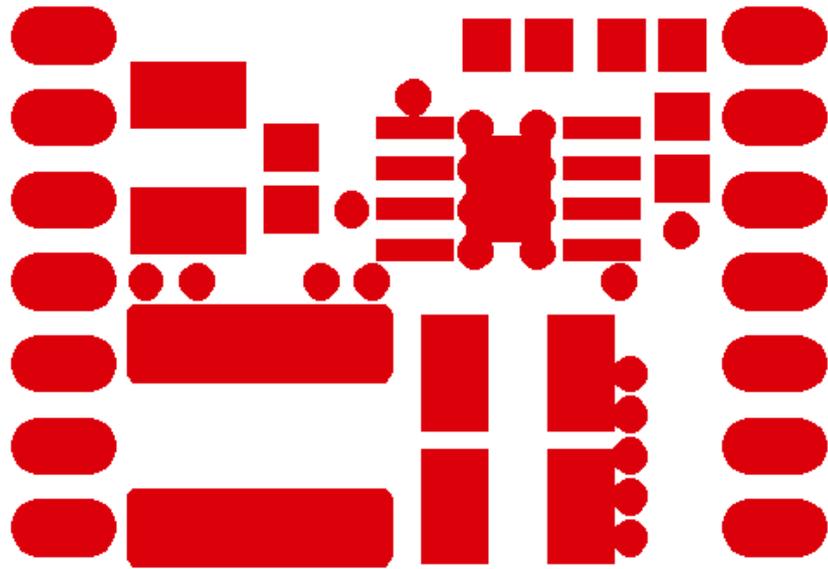


Figura B.0.12: TPS54334.GTS

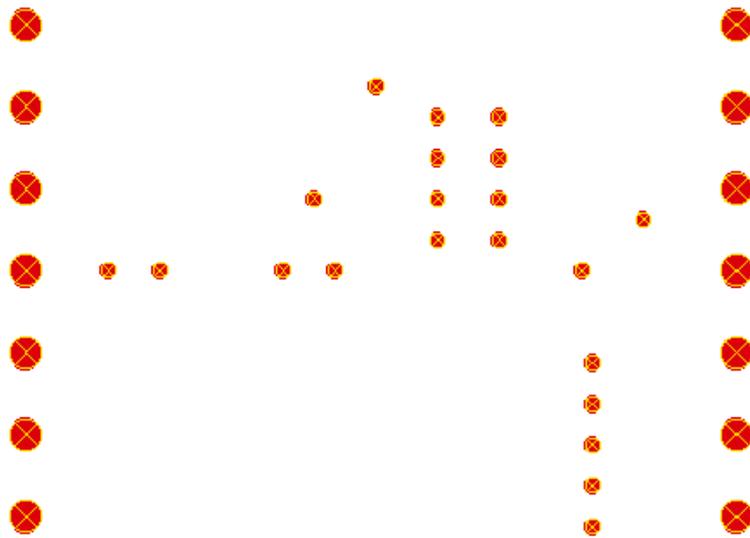


Figura B.0.13: TPS54334.TXT

- Gerber LM3150

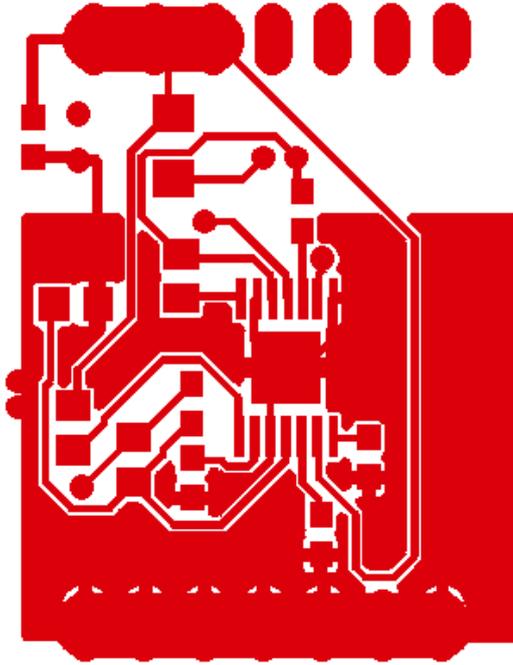


Figura B.0.14: LM3150.GBL

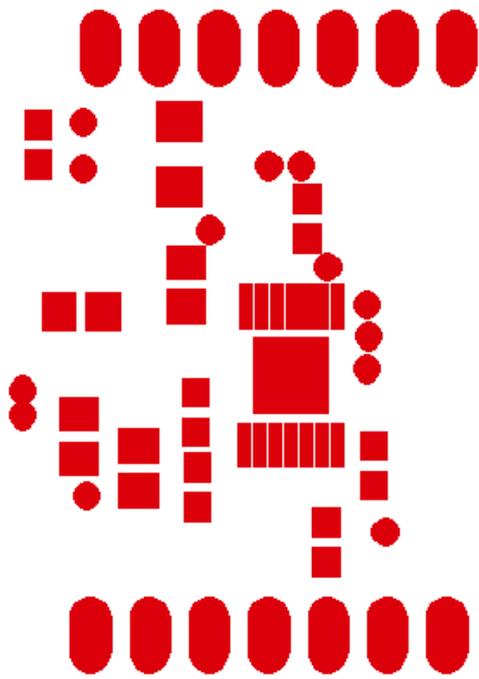


Figura B.0.15: LM3150.GBS

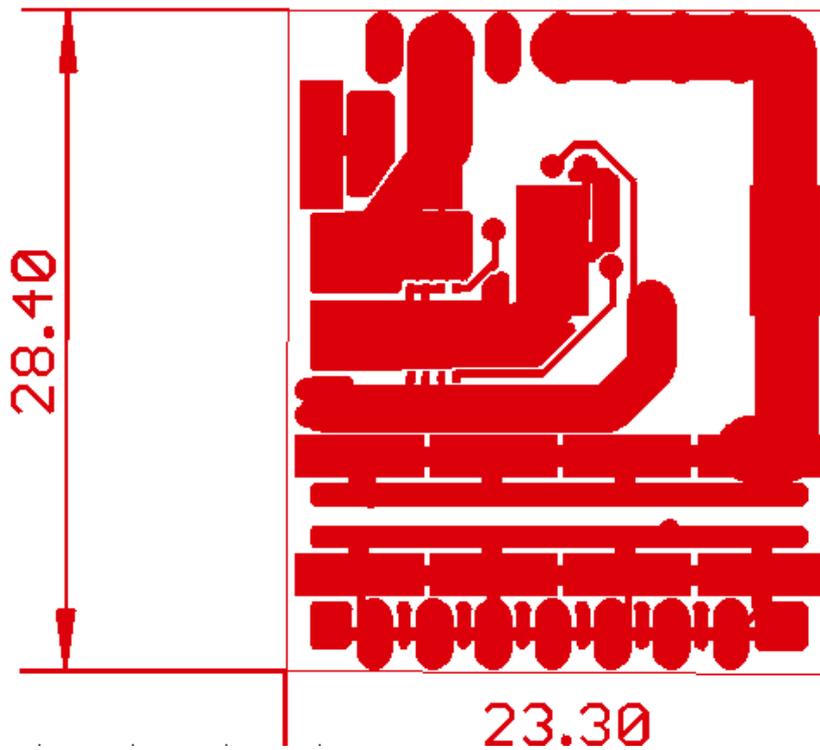


Figura B.0.16: LM3150.GTL

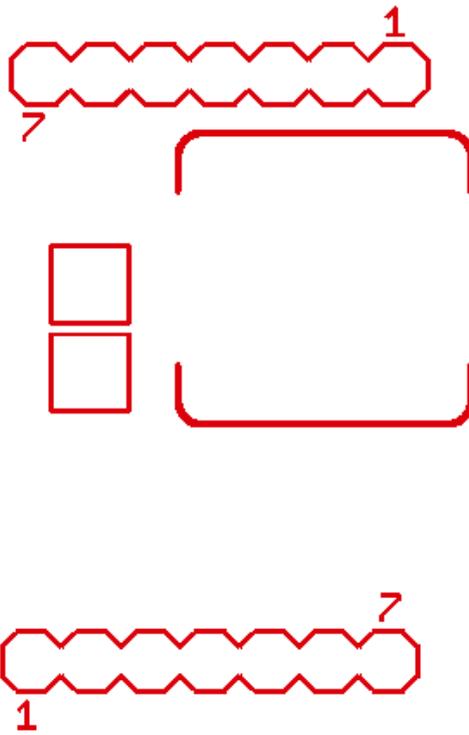


Figura B.0.17: LM3150.GTP

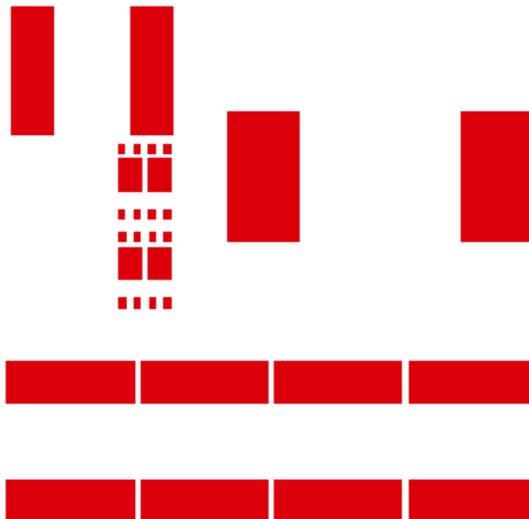


Figura B.0.18: LM3150.GTP

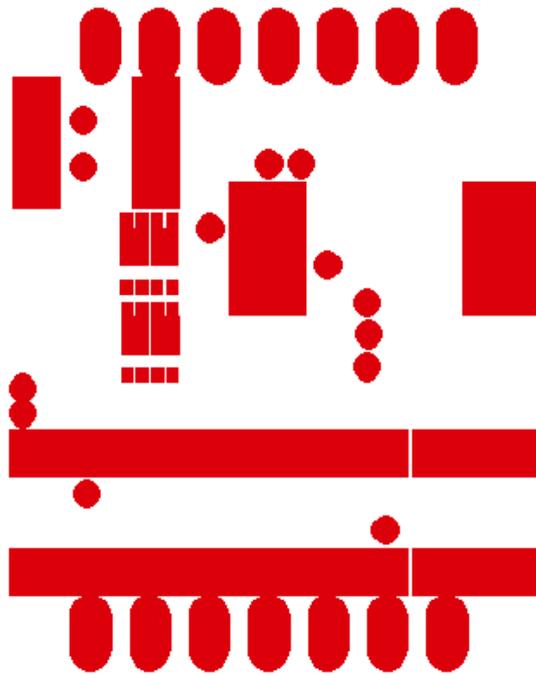


Figura B.0.19: LM3150.GTP

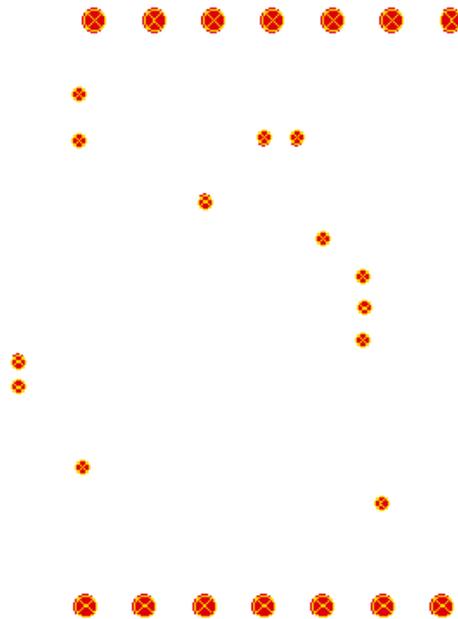


Figura B.0.20: LM3150.TXT