



DISEÑO Y ESTUDIO DE PEOR CASO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN AUXILIAR EN CONVERTIDORES DE POTENCIA PARA VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

María Jesús Godoy Durbán

Tutor UPV: Ricardo José Colom Palero

Cotutor UPV: Gabriel Garcera Sanfeliu

Tutor de empresa: Juan Francisco Pardo Peris

Trabajo Fin de Máster presentado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de València, para la obtención del Título de Máster en Ingeniería Telecomunicación

Curso 2018-19

Valencia, 3 de julio de 2019



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Agradecimientos

La realización de este proyecto ha sido posible gracias a la oportunidad brindada por MAHLE *Electronics* al seleccionarme como parte del programa *MAHLE Young Talent*. Desde septiembre de 2018 disfruto y aprendo con los consejos y enseñanzas de un grupo de grandes profesionales. Quiero dirigir mi agradecimiento hacia el departamento al que pertenezco, el grupo de alta potencia, dirigido por Antón Esmorís; por permitir que parte de mi trabajo se vea plasmado en estas páginas, y especialmente a Juan Pardo, mi tutor de empresa, por su constante ayuda, disponibilidad y atención cada vez que ha surgido alguna duda o contratiempo con el diseño. Por último, y no menos importante, agradecer a mis tutores de la UPV, Ricardo Colom y Gabriel Garcera, la coordinación y la confianza depositada en este trabajo en el ámbito de la electrónica de potencia.



Resumen

El presente trabajo abarca el diseño de una fuente de alimentación auxiliar para vehículos eléctricos y su estudio de peor caso con el método de Montecarlo. Basada en la topología del convertidor *flyback*, el objetivo de esta fuente es proporcionar alimentación, desde un bus de tensión de 12V no regulados, a la etapa de control de un convertidor continua-continua (DC/DC) 400V/12V de 3.2kW. Este convertidor DC/DC es una de las unidades de potencia fundamentales en la arquitectura del tren de potencia del coche eléctrico, que suministra alimentación a las cargas conectadas al bus de 12V desde el bus de 400V asociado al sistema de tracción.

En la especificación de este convertidor se pide un diseño con 4 salidas, suministrando cada una de ellas 3W. Dos de ellas de 12V y 7V aisladas galvánicamente del primario y de las otras dos salidas, también de 12V y 7V. Todas ellas constituyen las alimentaciones necesarias para los bloques de acondicionamiento de señales, el microcontrolador y su electrónica auxiliar, el módulo de comunicaciones y los *drivers* de disparo para la etapa de potencia en el convertidor DC/DC 400V/12V. El análisis de peor caso o WCA proporciona el estudio de la variabilidad de los componentes y aquellas señales de interés en el diseño que puedan tener un efecto relevante en el funcionamiento óptimo del convertidor. Gracias a dicho análisis se implementa un diseño sencillo, robusto y que garantiza el cumplimiento de los requisitos establecidos dentro de los límites de operación según las condiciones ambientales y la variación de valor en los componentes y la tensión de entrada.



Resum

El present treball comprén el disseny d'una font d'alimentació auxiliar per a vehicles elèctrics i el seu estudi de pitjor cas amb el mètode de Montecarlo. Basada en la topologia del convertidor flyback, l'objectiu d'aquesta font és proporcionar alimentació, des d'un bus de tensió de 12V no regulats, a l'etapa de control d'un convertidor contínua-contínua (DC/DC) 400V/12V de 3.2kW. Aquest convertidor DC/DC és una de les unitats de potència fonamentals en l'arquitectura del tren de potència del cotxe elèctric, que subministra alimentació a les càrregues connectades al bus de 12V des del bus de 400V associat al sistema de tracció.

En l'especificació d'aquest convertidor es demana un disseny amb 4 eixides, subministrant cadascuna d'elles 3W. Dues d'elles de 12V i 7V aïllades galvànicament del primari i de les altres dues eixides, també de 12V i 7V. Totes elles constitueixen les alimentacions necessàries per als blocs de condicionament de senyals, el microcontrolador i la seua electrònica auxiliar, el mòdul de comunicacions i els drivers de dispar per a l'etapa de potència en el convertidor DC/DC 400V/12V. L'anàlisi de pitjor cas o WCA proporciona l'estudi de la variabilitat dels components i aquells senyals d'interès en el disseny que puguen tindre un efecte rellevant en el funcionament òptim del convertidor. Gràcies a aquesta anàlisi s'implementa un disseny senzill, robust i que garanteix el compliment dels requisits establits dins dels límits d'operació segons les condicions ambientals i la variació de valor en els components i la tensió d'entrada.



Abstract

The present work covers the design of an auxiliary power supply for electric vehicles and its Worst Case Analysis (WCA) with the Montecarlo method. Based on the topology of the flyback converter, the objective of this power supply is to provide power, from a 12V unregulated voltage bus, to the control stage of a 3.2kW DC/DC converter 400V/12V. This DC/DC converter is one of the fundamental power units in the architecture of the power train of the electric car, which supplies power to the loads connected to the 12V from the 400V bus associated to the traction system.

In the specification of this converter, a design with four outputs is requested, each of them supplying 3W. Two of them, 12V and 7V, must be galvanically isolated from the primary and the other two outputs, of 12V and 7V as well. All four outputs constitute the necessary power supplies for the signal conditioning blocks, the microcontroller and its auxiliary electronics, the communications module and the flyback power transistor driving circuit of the DC/DC converter 400V/12V. The WCA provides the study of the components' variability and those signals of interest in the design that may have a relevant effect on the optimal operation of the converter. Thanks to this analysis, a simple, robust design is implemented, guaranteeing compliance with the established requirements within the operating limits according to the environmental conditions and the value variation of the components and input voltage.



Índice

Capítulo 1.	Introducción	1
1.1	Motivación	1
1.2	Ámbito de trabajo.....	2
Capítulo 2.	Objetivos del proyecto	4
Capítulo 3.	Metodología	7
Capítulo 4.	Antecedentes y fundamento teórico	10
4.1	Fuentes de alimentación lineales vs conmutadas	10
4.2	Fundamentos de las fuentes de alimentación conmutadas	11
4.2.1	Topologías más comunes y arquitectura elegida.....	11
4.2.2	El convertidor flyback.....	12
4.2.3	Métodos de control [3]	20
4.2.4	Componentes de potencia y evaluación de pérdidas	22
Capítulo 5.	Diseño y simulación del convertidor flyback.....	30
5.1	Diseño de la etapa de potencia y funcionamiento	30
5.2	Diseño del lazo de control.....	39
5.3	Evaluación de pérdidas y cálculo de eficiencia.....	43
Capítulo 6.	Estudio de peor caso del diseño	44
6.1	Introducción al análisis de peor caso.....	44
6.2	Información previa al WCA.....	45
6.3	Tipos de análisis: método de Montecarlo.....	46
6.3.1	Funciones definidas para la distribución uniforme	48
6.3.2	Funciones definidas para la distribución normal o gaussiana	49
6.3.3	Cálculo del valor final del componente y nomenclatura seguida.....	50
6.4	Tolerancias, derivas, modelos y parámetros de configuración.....	51
6.5	Resultados del análisis de peor caso del convertidor flyback	52
6.5.1	Efecto en las salidas: variación de tensión de entrada y tolerancias	52
6.5.2	Efecto del WCA sobre las pérdidas y la eficiencia del convertidor	58
Capítulo 7.	Conclusiones y vías futuras de trabajo	60
Capítulo 8.	Bibliografía.....	63
Capítulo 9.	Anexos.....	65
9.1	Análisis y Cálculos de Diseño de la etapa de potencia de la fuente.....	65
9.2	Análisis y Cálculos de Diseño del compensador del lazo de control	75
9.3	Componentes de potencia comerciales.....	81



9.3.1	Transistor de potencia	82
9.3.2	Diodo de potencia.....	85
9.3.3	Transformador	86
9.3.4	Circuito integrado para el control en modo corriente de pico	87
9.4	Archivo de simulación WCA con el método de Montecarlo	93
9.5	Presupuesto	97

Índice de Figuras

<i>Figura 1. Diagrama de Gantt: temporización del trabajo</i>	8
<i>Figura 2. Topologías para fuentes conmutadas sin aislamiento galvánico</i>	11
<i>Figura 3. Topologías para fuentes conmutadas con aislamiento galvánico</i>	12
<i>Figura 4. Esquemático del transformador real [4]</i>	13
<i>Figura 5. Curva B(H) [5]</i>	13
<i>Figura 6. Convertidor flyback [4]</i>	14
<i>Figura 7. Formas de onda del flyback en MCC [4]</i>	16
<i>Figura 8. Formas de onda del flyback en MCD [4]</i>	18
<i>Figura 9. Corriente del diodo de secundario en el estado límite entre MCC y MCD [4]</i>	19
<i>Figura 10. Circuito de control en modo tensión [4]</i>	21
<i>Figura 11. Control en modo corriente de pico [4]</i>	21
<i>Figura 12. Modelo real del MOSFET con capacidades parásitas[6]</i>	23
<i>Figura 13. Pérdidas de potencia por conmutación (W) en función del tiempo (s) [9]</i>	24
<i>Figura 14. Diodo ideal (izquierda) y modelo del diodo real (derecha) [9]</i>	25
<i>Figura 15. Curva característica del diodo (10)</i>	25
<i>Figura 16. Conmutación en el diodo: de conducción a bloqueo [9]</i>	25
<i>Figura 17. Conmutación del diodo: de bloqueo a conducción [9]</i>	26
<i>Figura 18. Corrientes de Foucault en el núcleo magnético</i>	27
<i>Figura 19. Área efectiva de un conductor debido al efecto pelicular [5]</i>	28
<i>Figura 20. Convertidor flyback con cuatro salidas, dos a 12V y dos a 7V</i>	33
<i>Figura 21. Entrada, tensión del primario, disparo en el conmutador y señal del control</i>	36
<i>Figura 22. Salidas del convertidor, tensiones de secundario y control</i>	37
<i>Figura 23. Control, corrientes por primario y diodo, secundarios y corriente sensada</i>	38
<i>Figura 24. Corrientes por el primario y secundarios y corriente en el diodo $ID_p(A)$</i>	39
<i>Figura 25. Diagrama de bloques del control en modo corriente de pico</i>	39
<i>Figura 26. Compensador de tipo II con OTA</i>	40
<i>Figura 27. Tensión sensada, de referencia y señal de control a la salida del compensador</i>	40
<i>Figura 28. Sensado de la corriente y modulador PWM con salida de control $V_d(V)$</i>	41
<i>Figura 29. Salidas, rampa sensada, tensión sensada, señal de error, reset y control</i>	42
<i>Figura 30. Lazo de control en modo corriente de pico</i>	42
<i>Figura 31. Diagrama del procedimiento de análisis WCA</i>	46
<i>Figura 32. Funciones de distribución uniforme: cálculo con tolerancia inicial</i>	49
<i>Figura 33. Funciones de distribución normal 3σ: cálculo de tolerancia por temperatura</i>	49
<i>Figura 34. Funciones de distribución normal 6σ:</i>	50
<i>Figura 35. Salidas del convertidor</i>	52



<i>Figura 36. Variación de la señal de entrada con tolerancia inicial y salidas</i>	<i>53</i>
<i>Figura 37. Salida 12V regulada en operación nominal e histograma</i>	<i>53</i>
<i>Figura 38. Salida 7V en operación nominal e histograma</i>	<i>54</i>
<i>Figura 39. Salida 12V no regulada en operación nominal e histograma</i>	<i>54</i>



Índice de Ecuaciones

Ecuación (1)	13
Ecuación (2)	13
Ecuación (3)	15
Ecuación (4)	15
Ecuación (5)	15
Ecuación (6)	15
Ecuación (7)	15
Ecuación (8)	15
Ecuación (9)	15
Ecuación (10)	15
Ecuación (11)	15
Ecuación (12)	15
Ecuación (13)	15
Ecuación (14)	15
Ecuación (15)	15
Ecuación (16)	16
Ecuación (17)	16
Ecuación (18)	16
Ecuación (19)	16
Ecuación (20)	16
Ecuación (21)	17
Ecuación (22)	17
Ecuación (23)	17
Ecuación (24)	17
Ecuación (25)	17
Ecuación (26)	18
Ecuación (27)	18
Ecuación (28)	18
Ecuación (29)	18
Ecuación (30)	18
Ecuación (31)	19
Ecuación (32)	19
Ecuación (33)	19
Ecuación (34)	19
Ecuación (35)	19



Ecuación (36)	23
Ecuación (37)	23
Ecuación (38)	23
Ecuación (39)	23
Ecuación (40)	23
Ecuación (41)	23
Ecuación (42)	24
Ecuación (43)	24
Ecuación (44)	24
Ecuación (45)	24
Ecuación (46)	24
Ecuación (47)	24
Ecuación (48)	24
Ecuación (49)	26
Ecuación (50)	26
Ecuación (51)	27
Ecuación (52)	27
Ecuación (53)	27
Ecuación (54)	27
Ecuación (55)	27
Ecuación (56)	28
Ecuación (57)	28
Ecuación (58)	28
Ecuación (59)	28
Ecuación (60)	31
Ecuación (61)	32
Ecuación (62)	32
Ecuación (63)	32
Ecuación (64)	34



Índice de Tablas

<i>Tabla 1. Parámetros y medidas del diseño de la etapa de potencia</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 2. Pérdidas de potencia en el transistor y diodos de potencia en los secundarios</i>	<i>43</i>
<i>Tabla 3. Componentes eléctricos y fuentes de variación [11]</i>	<i>48</i>
<i>Tabla 4. Nomenclatura de tolerancias y valor final</i>	<i>50</i>
<i>Tabla 5. Salidas en el punto nominal y principio de vida con $V_{in}=12.5V$.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabla 6. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 12.5V$</i>	<i>55</i>
<i>Tabla 7. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 12.5V$</i>	<i>55</i>
<i>Tabla 8. Resultados de las salidas en el punto nominal y principio de vida para $V_{in} = 9V$</i>	<i>55</i>
<i>Tabla 9. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 9V$</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 10. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 9V$</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 11. Salidas en el punto nominal y principio de vida para $V_{in} = 16V$</i>	<i>56</i>
<i>Tabla 12. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 16V$</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 13. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 16V$</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 14. Tolerancias de las salidas en todo el rango de tensión de entrada</i>	<i>57</i>
<i>Tabla 15. Pérdidas para el rango de tensión de entrada y según condiciones ambientales</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 16. Pérdidas de los componentes de potencia en todo el rango de tensión de entrada....</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 17. Eficiencia para el rango de tensión de entrada y según condiciones ambientales.....</i>	<i>58</i>
<i>Tabla 18. Tabla 19. Eficiencia en todo el rango de tensión de entrada</i>	<i>58</i>



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Capítulo 1. Introducción

1.1 Motivación

La implantación de la movilidad eléctrica en todas sus posibles formas a día de hoy: vehículos eléctricos híbridos (HEV), vehículos eléctricos híbridos enchufables (PHEV), vehículos eléctricos basados en baterías (BEV) y vehículos eléctricos basados en células de combustible (FCEV), está produciendo el surgimiento de una nueva era dorada para la electrónica de potencia debido a que, además de los elementos electrónicos de potencia ya presentes en los automóviles con motor térmico, ha sido necesaria la introducción de elementos que hasta el día de hoy habían sido exclusivos del sector industrial, si no tanto en aplicación si en rangos de potencia.

Desde el punto de vista de la conversión de potencia, las tres unidades clave para la movilidad de un vehículo eléctrico son: el inversor de tracción, que gestiona; la unidad de carga de batería, que permite la carga de la batería desde fuentes externas y el convertidor continua-continua, cuya finalidad es generar un bus de alimentación a partir de otro, o transferir potencia, de forma unidireccional o bidireccional entre los diferentes buses de alimentación existentes en el vehículo.

Todos los módulos descritos anteriormente necesitan una o varias fuentes de alimentación a distinta tensión que alimente todos sus sistemas electrónicos internos: micro-controladores, etapas de acondicionamiento de señal, drivers de disparo para semiconductores, etc., a partir de un bus de alimentación externo de tensión no regulada, habitualmente entorno a 12V.

En cuanto a su diseño, las premisas básicas para estas fuentes auxiliares son: simplicidad, eficiencia, capacidad de suministrar diferentes tensiones de alimentación y aislamiento galvánico. Además, habría que añadir la necesidad de robustez como característica necesaria ya que un fallo de la fuente de alimentación limita en gran medida la vida de todo el módulo de potencia. De dichas premisas básicas, se considera una buena candidata a arquitectura de alimentaciones la basada en la topología del convertidor *flyback*.

El *flyback* es un convertidor conmutado y por tanto más eficiente que otras opciones tales como reguladores lineales de tensión, posee aislamiento galvánico mediante transformador, necesario para alimentar secciones de la circuitería con masas independientes, y permite obtener múltiples salidas añadiendo secundarios al transformador de aislamiento sin comprometer en exceso su simplicidad.

Debido a todo ello, se ha escogido este tipo de convertidor como base para la arquitectura de alimentaciones internas de entre un gran abanico de productos de conversión de potencia y se pretende implementar de forma transversal como un bloque de alimentación auxiliar en todos ellos.



1.2 **Ámbito de trabajo**

Este trabajo se enmarca en la actividad laboral realizada en MAHLE *Electronics* Valencia. Esta división pertenece a MAHLE *Group*, una multinacional alemana fundada en 1920, que se encuentra entre los principales proveedores de componentes para automoción a nivel mundial. MAHLE desarrolla pistones y componentes para cilindros, sistemas de filtrado y bombeo de fluidos, sistemas para la gestión térmica del tren de potencia y más recientemente sistemas electrónicos de potencia para movilidad eléctrica.

En particular, la sede valenciana es una de las seis con las que el grupo MAHLE cuenta en España. Esta sede proviene de la actividad I+D+i desarrollada en el pasado por la empresa GND S.A, que junto a otros dos centros de producción situados en El Boecillo (Valladolid) y Motilla del Palancar (Cuenca), era parte del grupo NAGARES; empresa fundada en 1971 y especializada en el sector de componentes electrónicos para el automóvil. Ésta fue finalmente incorporada como parte de la nueva división en Mecatrónica del grupo alemán a finales del 2017.

Mahle *Electronics* ha desarrollado una actividad creciente y con gran previsión de trabajo futuro para los próximos años y es por ello que ha incorporado a su plantilla un número considerable de profesionales en este último año. Además, ha optado por la formación de jóvenes ingenieros dentro de su programa MAHLE *Young Talent*, proporcionándoles la oportunidad de comenzar en este sector en auge que es la automoción, y en concreto el desarrollo de la movilidad eléctrica.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Capítulo 2. Objetivos del proyecto

El desarrollo del presente trabajo pretende adentrarse en el diseño de un convertidor y posterior estudio de peor caso del mismo, que constituye la arquitectura de una fuente auxiliar de alimentación conmutada para diversos módulos independientes.

Con ello, se espera garantizar el cumplimiento de las especificaciones y requisitos de diseño impuestas por la aplicación necesitada en MAHLE *Electronics*, en las condiciones medioambientales exigidas y durante toda la vida definida para los productos en los que se incluya este módulo.

Los requisitos de partida para el diseño de la fuente de alimentación son:

- Tensión de entrada no regulada entre 9V y 16V, correspondiente al rango de tensión de batería de 12V.
- Dos salidas no reguladas de +12V y +7V con aislamiento galvánico. Estas salidas alimentarán las cargas con su potencial referido a una masa independiente de la masa de la tensión de entrada. Como concepto, el aislamiento galvánico supone la ausencia de conexión eléctrica entre dos circuitos, sin impedir transferencia de energía o información. Un transformador permite el aislamiento galvánico ya que transforma corriente alterna en una variación de flujo magnético en su núcleo que reconvierte a corriente eléctrica en el secundario. De ese modo están en contacto primario y secundario aún sin existir conexión eléctrica, consiguiéndose una alimentación “flotante”. Se utiliza principalmente como medida de protección, ya que hay partes del circuito que están directamente conectadas a tensión de red, y también como método de acoplo para señales lejanas en el circuito donde se precisan dichas tensiones “flotantes” con masas que deben ser independientes [1].
- Dos salidas, de +12V regulados y +7V, sin aislamiento galvánico, que alimentarán las cargas con su potencial referido a la masa de la tensión de entrada.
- Potencia total suministrada a las cargas de 12W, a repartir por igual entre todas las salidas (modificado sobre la propuesta de trabajo ya que los bloques alimentados por esta fuente auxiliar así lo requieren).
- Eficiencia superior al 85%.
- Simplicidad y robustez en el diseño.
- Bajo precio objetivo.

El proyecto será desglosado en varias etapas de trabajo, cuyos resultados serán obtenidos por simulación con la herramienta de *software* gratuito LTspice®, desarrollada por Linear Technology™ (actualmente parte de Analog Devices™).

En primer lugar, se justificará la elección de la topología seleccionada para el convertidor en función de las necesidades de la aplicación. Se continuará con el desarrollo del diseño según las especificaciones funcionales del circuito y se realizará su estudio de peor caso teniendo en



cuenta las tolerancias iniciales, los efectos ambientales y el envejecimiento para los distintos componentes, las tensiones de salida.

Por otra parte, se incluirá la identificación y parametrización por diseño de las magnitudes del convertidor no relacionadas directamente con la fluctuación de las tensiones de salida, tales como la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo y, además, se desarrollará el diseño del lazo de control para la salida de 12V regulada.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Capítulo 3. Metodología

Este apartado recoge la estructura del proyecto localizando su contenido fundamental, describiendo brevemente cómo se ha distribuido el trabajo a lo largo de su realización y cuáles han sido los pasos seguidos para cumplir con los objetivos establecidos.

Respecto al contenido, en los capítulos cuarto, quinto y sexto de este documento se presenta el desarrollo del trabajo: desde el fundamento teórico específico necesario, pasando por el diseño de la fuente y la selección de componentes comerciales utilizados, hasta los resultados de estudio de peor caso del convertidor con los que se justifica dicho diseño de acuerdo con las especificaciones iniciales. Con el WCA del convertidor se asegura que dicho diseño cumple con las especificaciones a lo largo de su vida útil y en cualquier condición de funcionamiento.

El capítulo 4 dedica sus páginas a los conceptos teóricos necesarios para conocer el funcionamiento de la topología elegida para la fuente de alimentación; en este caso el convertidor *flyback*. En primer lugar, se presentan brevemente las diferencias entre fuentes lineales y conmutadas, y se exponen los distintos tipos de convertidores DC/DC, de los que se realiza una clasificación según su topología y otra según su aplicación; de acuerdo con la tensión de entrada y la potencia a suministrar a la salida. Tras ello se explican las posibles técnicas de control para regular la salida de los convertidores y se procede a la justificación de la topología seleccionada, el convertidor *flyback*, y su modo de operación deseado (modo de conducción discontinua) así como la justificación del control en modo corriente de pico como método de regulación de una de las salidas de esta aplicación.

El capítulo 5 contiene el desarrollo del diseño del presente trabajo. Comienza con el diseño de la etapa de potencia, presentando de forma analítica el funcionamiento del convertidor y con el dimensionado de los componentes de acuerdo a las especificaciones iniciales de diseño. Con el simulador LTspice® se representan las formas de onda de las señales de interés y se corroboran los cálculos previos. En un segundo apartado, se desarrolla el diseño del circuito de control necesario para regular a tensión fija una de las salidas del convertidor. Como tercer punto, se realiza la evaluación de pérdidas del conmutador y diodos de potencia en los bobinados secundarios, y el cálculo de la eficiencia del convertidor.

En el capítulo 6 se introduce el análisis de peor caso como método de justificación del diseño. Mediante el método de Montecarlo se estudia el efecto de las variaciones de valor de los componentes del circuito sobre las tensiones de salida, debidas a derivas por tolerancia inicial, temperatura, envejecimiento o el propio proceso de soldadura en placa. Por otra parte, se estudia el funcionamiento del convertidor ante distintas entradas, en el punto nominal de operación del convertidor a 12.5V y en los extremos establecidos en los requerimientos de diseño (9V y 16V). De todos estos casos de simulación se ve cómo están afectadas las pérdidas en los componentes de potencia principales, así como la eficiencia del convertidor para determinar si el diseño presenta unos márgenes de funcionamiento aceptables. Como estudio principal, se evalúan las tolerancias en las salidas del convertidor ante las variaciones de entrada, de modo que la fiabilidad del diseño quede garantizada.

Desarrollados estos tres capítulos, en el capítulo 7 se presentan los resultados y conclusiones del trabajo, así como las posibles mejoras a realizar que hayan sido detectadas en su desarrollo.

Los dos últimos capítulos de la presente memoria (8 y 9) presentan la bibliografía en la que se apoya el contenido teórico y los anexos de cálculo y diseño, componentes comerciales seleccionados e información referente al archivo y procedimiento de simulación con el método de Montecarlo. Por último, se incluye un presupuesto aproximado con los costes del proyecto, teniendo en cuenta que este trabajo es sólo parte de un proyecto de MAHLE *Electronics*.

El trabajo se ha estructurado en las etapas y tareas que se observan en el siguiente diagrama de Gantt.

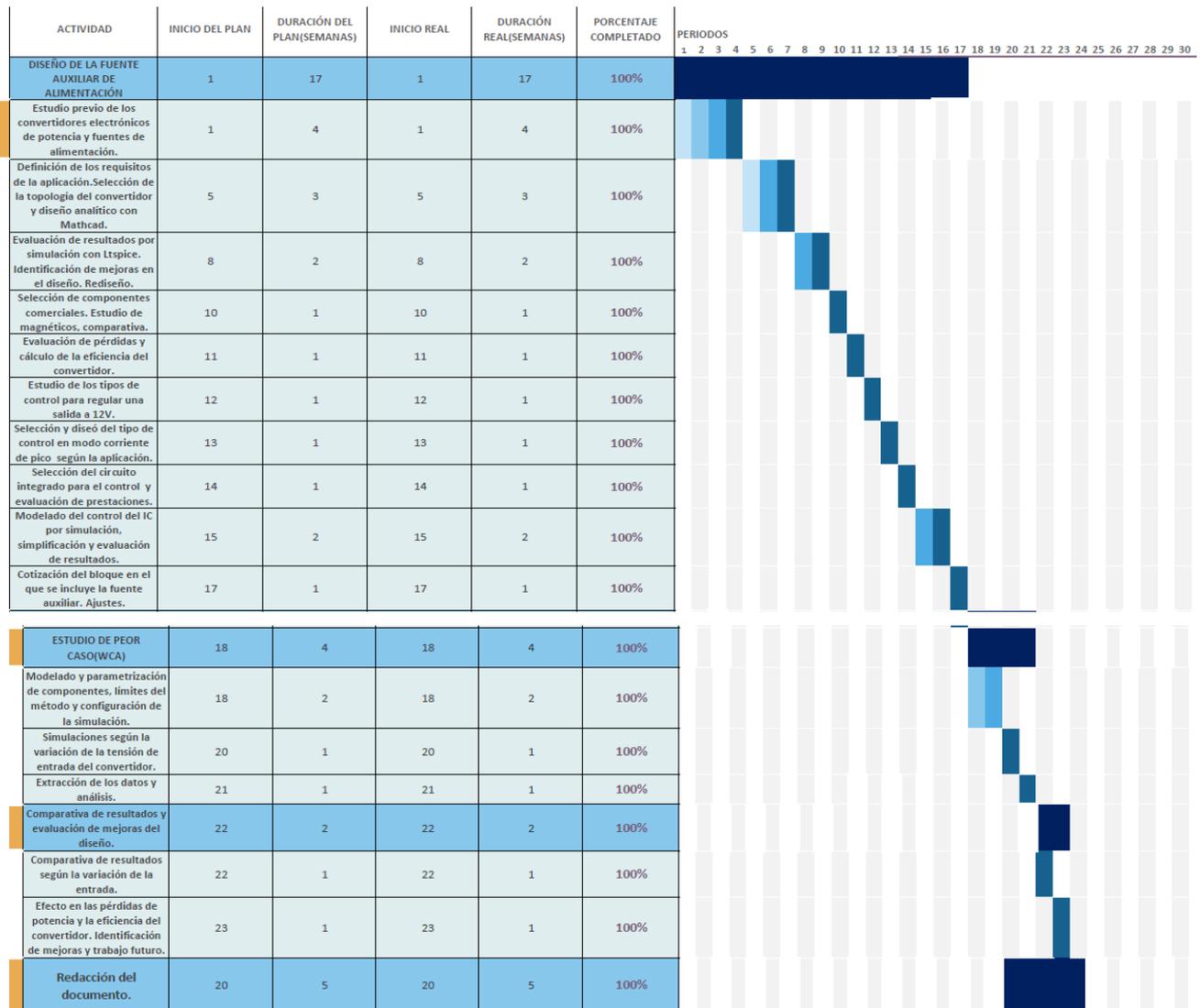


Figura 1. Diagrama de Gantt: temporización del trabajo



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Capítulo 4. Antecedentes y fundamento teórico

En este capítulo se presentan los aspectos teóricos relevantes para el convertidor diseñado y analizado en este proyecto.

Se exponen las diferencias entre los distintos tipos de fuentes de alimentación (lineales vs conmutadas), el fundamento teórico del convertidor *flyback* como topología seleccionada y su respectiva justificación. Además, se introducen los distintos tipos de control y el seleccionado para esta aplicación. Finalmente, la última parte de este capítulo se dedica a la presentación de los componentes de potencia principales; el transformador, el transistor y el diodo de potencia, con su caracterización y las posibles pérdidas de potencia existentes.

4.1 Fuentes de alimentación lineales vs conmutadas

Las fuentes lineales proporcionan una solución más simple, regulan la tensión a su salida utilizando un transistor que opera en su región lineal, disipando por tanto una considerable cantidad de potencia. La eficiencia de este tipo de fuentes de alimentación se encuentra en torno al 50%, de forma que para aplicaciones mayores de 10W no resultan una opción viable aunque se puede esperar un diseño eficiente, económico, ligero y compacto. La ausencia de elementos conmutados en su seno las dota de un buen comportamiento por lo que a compatibilidad electromagnética se refiere, sin la necesidad de incluir filtros.

En diseño de fuentes de alimentación se exige continuamente una mayor eficiencia en la transferencia de potencia, a la vez que una reducción en peso y volumen. Por su parte, las fuentes de alimentación conmutadas no sólo ofrecen alta eficiencia a la par que peso y volumen contenidos, sino que también proporcionan mayor flexibilidad para su diseño. Son muy versátiles ya que en función de su topología, permiten tanto reducción como elevación en tensión a su salida, aislamiento galvánico, e inversión de polaridad. Operan cambiando rápidamente entre los estados de corte y conducción de los semiconductores de potencia utilizados para la conmutación, creando un voltaje AC desde la entrada DC. Esta tensión de alterna puede elevarse o reducirse utilizando un transformador y convertirse nuevamente a continua a la salida. Con estas configuraciones la eficiencia alcanza valores entre el 65% y el 95%, aunque las implementaciones son más complejas con ruido y pérdidas por conmutación en la salida, que deben ser eliminados en muchas aplicaciones [2].

Las fuentes lineales y conmutadas utilizan fundamentalmente diferentes técnicas para producir salidas de tensión reguladas a partir de entradas no reguladas. Cada tipo presenta sus ventajas e inconvenientes, por lo que seleccionar uno u otro dependerá de la aplicación concreta en la que se utilice.

4.2 Fundamentos de las fuentes de alimentación conmutadas

4.2.1 Topologías más comunes y arquitectura elegida

En función de los elementos que forman la celda de conmutación de un convertidor y su disposición relativa se obtienen las distintas topologías de convertidores, cada una de ellas con unas particularidades. Por ello, para elegir la topología que mejor se ajuste a los requisitos de diseño que se tengan, es importante prestar atención a las siguientes consideraciones:

- Si hay que elevar, reducir o elevar y reducir con la misma topología la tensión de salida del convertidor respecto de su entrada.
- La potencia manejada por el convertidor.
- Si la tensión de salida presenta inversión de polaridad respecto de la tensión de entrada.
- Si existe la condición de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del sistema.
- Si se requieren múltiples salidas para la alimentación de distintos módulos.

Por otra parte, el coste es un factor importante que influye en la selección de la topología y por eso existen ocasiones en las que es necesario recurrir a un diseño que opere en una región en la que el convertidor no operaría normalmente; con el objetivo de rentabilizar su implementación.

En las siguientes figuras se presenta la clasificación de las topologías de convertidores básicos (sin y con aislamiento galvánico).

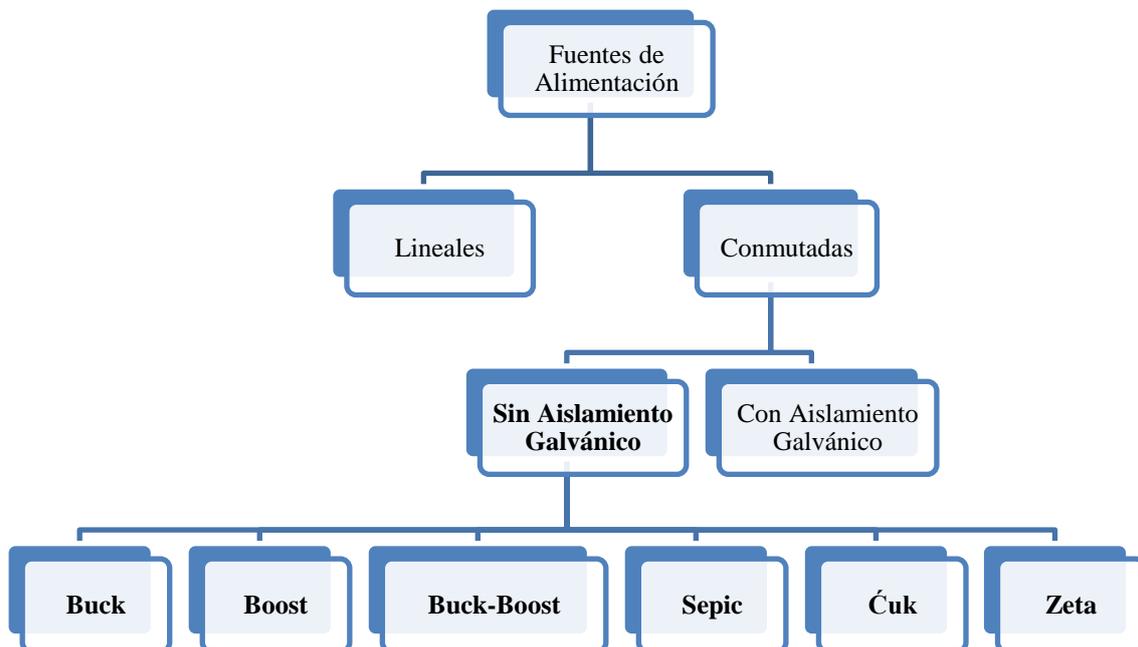


Figura 2. Topologías para fuentes conmutadas sin aislamiento galvánico

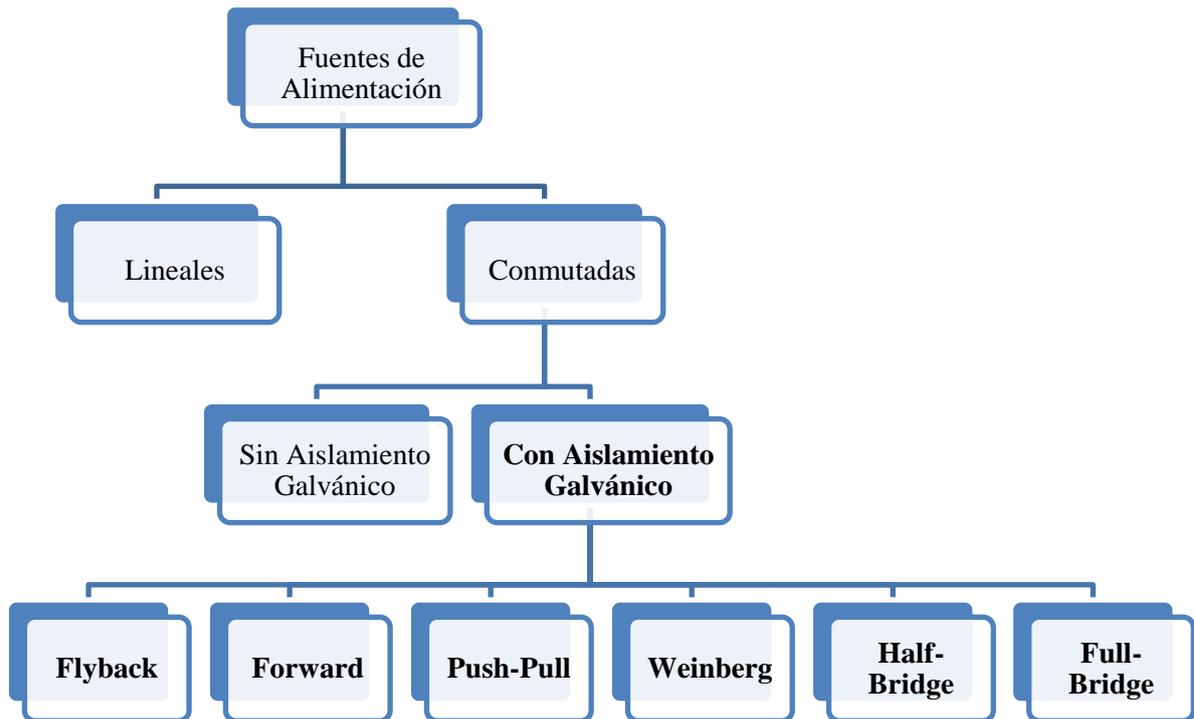


Figura 3. Topologías para fuentes conmutadas con aislamiento galvánico

De acuerdo a los requisitos de diseño y por la necesidad de aislamiento galvánico entre distintas salidas, se elige la arquitectura del convertidor *flyback*, además de por su simplicidad, robustez y mayor nivel de eficiencia. Aunque la tensión de entrada de diseño no es elevada (9-16V), este convertidor presenta las características justas para la implementación de la aplicación deseada.

4.2.2 El convertidor *flyback*

En primer lugar se comenta brevemente el modelo del transformador y a continuación se describen los modos de operación del convertidor.

4.2.2.1 Fundamentos del transformador

El transformador es un componente electromagnético formado por un núcleo magnético sobre el cual pueden estar bobinados dos o más devanados, dependiendo de la aplicación. Gracias a la relación de transformación entre ellos, se puede elevar o reducir la tensión de entrada o primario [3].

El transformador es el componente clave del convertidor, ya que lo dota de aislamiento galvánico. Es el componente que implementa el elemento inductor en la celda de conmutación, es decir, el elemento que almacena energía en forma de campo magnético (de hecho es considerado como un inductor con secundario). Debido a su relación de vueltas añade una variable más a la relación entre tensión de entrada y tensión de salida, a parte del ciclo de trabajo propio del convertidor.

El modelo real del transformador presenta una inductancia de fugas o dispersión, la inductancia magnetizante y las inductancias de los bobinados primario y secundario como modelo de transformador matemático. La inductancia de primario valdrá, como mínimo, la suma del valor de la inductancia de dispersión más el de la magnetizante, acopladas electromagnéticamente. Entender cómo funciona el transformador es de suma importancia para comprender el funcionamiento del convertidor completo.

La corriente en el primario se puede expresar como la suma de la componente de corriente por la inductancia magnetizante y la imagen de la corriente del primario reflejada en el secundario [3].

$$i_1 = i_{m1} + i_1' = \frac{\text{Reluctancia}}{N_1} \cdot \Phi + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_2 \quad (A) \quad (1)$$

De donde la inductancia magnetizante se corresponde con:

$$L_{m1} = \frac{N_1^2}{\text{Reluctancia}} \quad (H) \quad (2)$$

El esquema del transformador real es el mostrado en la siguiente figura:

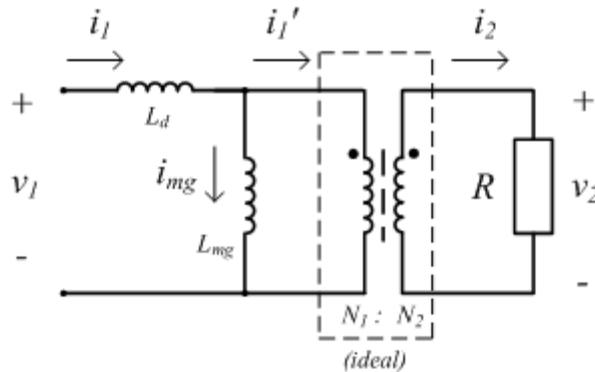


Figura 4. Esquemático del transformador real [4]

Según la magnetización del transformador y la variación del punto de trabajo en la curva del plano $B(H)$ los convertidores DC/DC aislados son simétricos o asimétricos. Al primer grupo pertenecen las topologías *Push-Pull*, *Half-Bridge* y *Full-Bridge*, en las que el transformador trabaja en el primer y tercer cuadrante del diagrama B-H, transfiriendo energía entre primario y secundario durante todo el periodo de conmutación. Estos convertidores aprovechan mejor el volumen magnético pero presentan mayor complejidad. Al segundo grupo corresponden las topologías de los convertidores *Forward* y *Flyback* como convertidores asimétricos. Los de este tipo de convertidor, por lo que al transformador se refiere, trabajan sólo en el primer cuadrante, transfiriendo energía entre primario y secundario sólo en intervalos determinados del ciclo de conmutación. Estos convertidores son más simples pero aprovechan peor el volumen magnético.

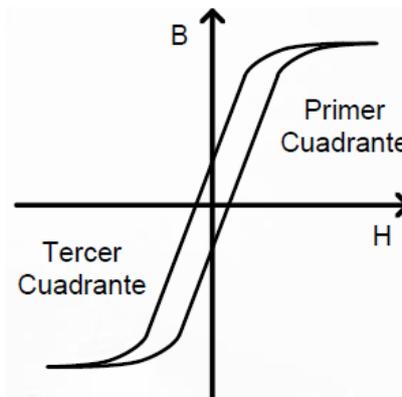


Figura 5. Curva $B(H)$ [5]

4.2.2.2 El convertidor flyback: modos de operación [4]

El *flyback* es una variante con aislamiento del convertidor *Buck-Boost* que permite elevar o reducir la tensión de entrada a la salida con forma de onda cuadrada. Normalmente se utiliza para aplicaciones de baja corriente o potencia (inferior a 200W) y alta tensión.

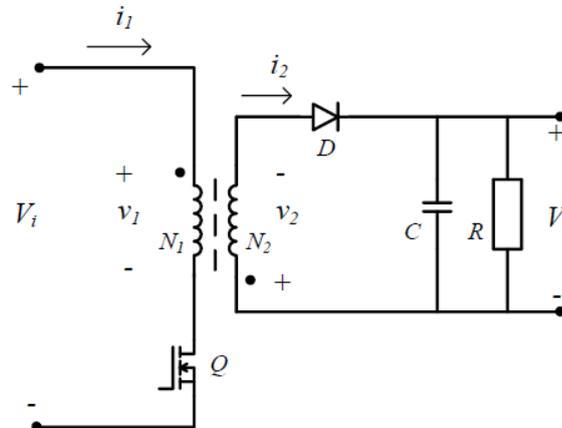


Figura 6. Convertidor flyback [4]

A continuación se detallan los modos de operación del *flyback* como topología seleccionada, teniendo en cuenta que se desea que el convertidor se encuentre en su modo de operación discontinua dados los requisitos de diseño de la aplicación.

En modo de conducción continua la corriente en la inductancia del primario no llega a anularse, mientras que en discontinua existe un intervalo al final del ciclo de conmutación en el que sí ocurre. En MCC la tensión de salida es independiente de la carga, lo cual no sucede en MCD. Respecto a los semiconductores de potencia, la tensión y corriente por conmutación son menores en el caso de conducción continua y las pérdidas por conmutación a ON son grandes en comparación con las que ocurren por conmutación a OFF. En el caso de MCD, ocurre lo contrario: existen grandes pérdidas por conducción, pequeñas en conmutación a ON y más elevadas en el paso a OFF.

Para este diseño se desea que la fuente de alimentación opere en modo de conducción discontinua como se ha dicho antes. Es cierto que se producen mayores pérdidas en el transformador aunque éste es de menor tamaño y además no se producen pérdidas en el diodo de los devanados secundarios. Al final de este capítulo se presentan analíticamente todas las posibles pérdidas de potencia presentes y en el capítulo 5 se calculan numéricamente de acuerdo a la información obtenida en la simulación del punto de operación nominal del convertidor.

Análisis MCC

En este modo de operación se diferencian dos intervalos:

- 1) $0 \leq t \leq DT$, donde D representa el ciclo de trabajo y T el periodo, con Q ON y D OFF (diodo). Véase la figura 6. La corriente del primario magnetiza el núcleo del transformador, la tensión del secundario tiene signo contrario a la del primario y el diodo se encuentra polarizado en inversa por lo que no hay conducción. La energía queda almacenada en la inductancia magnetizante.

Las siguientes ecuaciones describen este comportamiento:

$$v_1 = V_i \quad (V) \quad (3)$$

$$v_2 = \frac{1}{N_{12}} \cdot V_i \quad (V) \quad (4)$$

$$i_1 = I_{1min} + \frac{V_i}{L_1} \cdot t = i_{mg} \quad (A) \quad (5)$$

$$I_{1max} = I_{1min} + \frac{V_i}{L_1} \cdot DT \quad (A) \quad (6)$$

$$i_2 = 0 \quad (A) \quad (7)$$

2) $DT \leq t \leq T$ con Q OFF y D ON (diodo). En este intervalo el transistor deja de conducir y el diodo se polariza en directa por la energía almacenada en el núcleo del transformador, de modo que circula corriente por el secundario.

$$v_2 = -V_o \quad (V) \quad (8)$$

$$i_1 = 0 \quad (A) \quad (9)$$

$$i_2 = N_{12} \cdot i_{mg} \quad (A) \quad (10)$$

$$i_2 = I_{2max} - N_{12}^2 \cdot \frac{1}{L_1} \cdot V_o \cdot (t - DT) \quad (A) \quad (11)$$

$$I_{2min} = I_{2max} - N_{12}^2 \cdot \frac{1}{L_1} \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (A) \quad (12)$$

$$I_{2max} = N_{12} \cdot I_{1max} \quad (A) \quad (13)$$

$$I_{2min} = N_{12} \cdot I_{1min} \quad (A) \quad (14)$$

En condiciones de régimen estacionario se obtienen la tensión de salida en función de la tensión de entrada teniendo en cuenta que el valor medio de voltaje en el secundario es nulo:

$$\frac{1}{N_{12}} \cdot D \cdot V_i - (1 - D) \cdot V_o = 0 \rightarrow$$

$$V_o = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_i \quad (V) \quad (15)$$

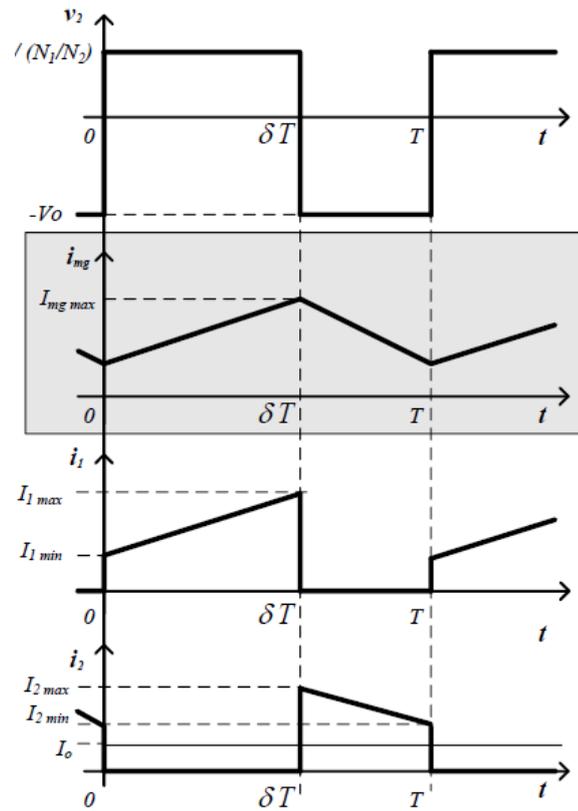


Figura 7. Formas de onda del flyback en MCC [4]

Las siguientes ecuaciones están referidas al cálculo de los rizados de corrientes y valores máximos y mínimos:

$$I_{2(AVG)} = I_0 = (1 - D) \cdot \frac{I_{2max} + I_{2min}}{2} \quad (A) \quad (16)$$

$$I_{1riz} = I_{1max} - I_{1min} = \frac{1}{L_1} \cdot V_i \cdot D \cdot T \quad (A) \quad (17)$$

$$I_{2riz} = I_{2max} - I_{2min} = N_{12}^2 \cdot \frac{1}{L_1} \cdot V_o \cdot (1 - D) \cdot T \quad (A) \quad (18)$$

Es posible disminuir el rizado en el primario y secundario aumentando el valor de la inductancia en el primario o la frecuencia de trabajo.

En cuanto a los valores máximos y mínimos se encuentra:

$$I_{1max} = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_0}{1-D} + \frac{V_i}{2L_1} \cdot DT \quad (A) \quad (19)$$

$$I_{1min} = \frac{1}{N_{12}} \cdot \frac{I_0}{1-D} - \frac{V_i}{2L_1} \cdot DT \quad (A) \quad (20)$$

$$I_{2max} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1-D) \cdot T \quad (A) \quad (21)$$

$$I_{2min} = \frac{I_0}{1-D} - \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1-D) \cdot T \quad (A) \quad (22)$$

Análisis MCD

En modo de conducción discontinua se desmagnetiza por completo el transformador en cada ciclo por lo que se diferencia un tercer intervalo en la operación del convertidor:

- 1) $0 \leq t \leq DT$ con Q ON y D (diodo) OFF, polarizado en inversa: el núcleo del transformador es magnetizado por la corriente en el primario. Se tiene:

$$v_1 = V_i = L_1 \cdot \frac{di_{mg}}{dt} \quad (V) \quad (23)$$

$$i_1 = \frac{V_i}{L_1} \cdot t \quad (A) \quad (24)$$

$$I_{1max} = \frac{V_i}{L_1} \cdot DT \quad (A) \quad (25)$$

Además, las ecuaciones 4 y 7 describen la tensión y corriente en el bobinado secundario como se ha expuesto antes en la explicación del modo de conducción continua.

- 2) $DT \leq t \leq T'$ con Q OFF y D ON (diodo), cambio en la polarización del diodo con circulación de corriente en el secundario. Se tiene la misma tensión de primario descrita en la ecuación 28, y tensión en el secundario como describía anteriormente la ecuación 13.
- 3) $T' \leq t \leq T$ con Q OFF y D OFF (diodo), el transformador está desmagnetizado por completo y la corriente en la inductancia del primario se anula. Se tienen corriente por la inductancia magnetizante y tensión de primario nulas.

En la siguiente figura se representan las distintas formas de onda de las tensiones y corrientes en primario y secundario.

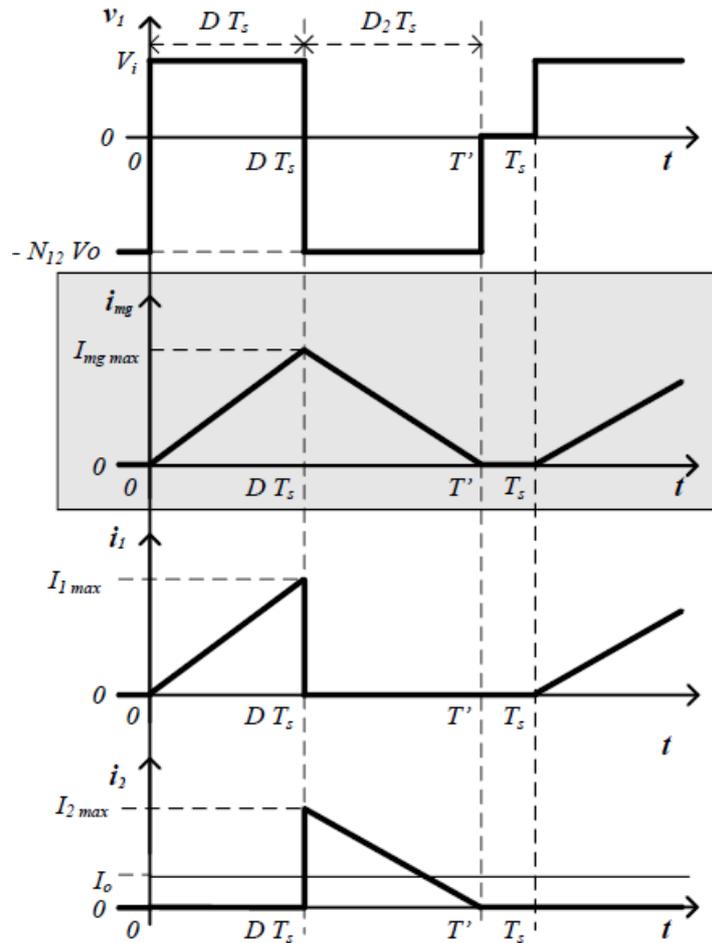


Figura 8. Formas de onda del flyback en MCD [4]

En régimen estacionario, con valor medio de la tensión en el primario nulo, las ecuaciones que se cumplen se presentan a continuación.

Partiendo de:

$$DT \cdot V_i - D_2 T \cdot N_{12} \cdot V_o = 0 \quad (26)$$

Con

$$D_2 = \frac{D \cdot V_i}{N_{12} \cdot V_o} \quad (27)$$

Entonces la corriente de salida es:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{1}{2} \cdot D_2 \cdot I_{2max} = \frac{1}{2} \cdot D_2 \cdot N_{12} \cdot I_{1max} \quad (A) \quad (28)$$

De este modo, se puede expresar D_2 como:

$$D_2 = \frac{2 \cdot V_o \cdot L_1}{N_{12} \cdot V_i \cdot DT \cdot R} \quad (29)$$

Por último la salida es:

$$V_o = \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L_1}} \cdot D \cdot V_i \quad (V) \quad (30)$$

En el anexo “9.1 Análisis y Cálculos de Diseño” se encuentran las ecuaciones referentes al diseño del transformador, semiconductores y redes de entrada y salida para el modo de conducción discontinua, que aplica en este trabajo. El diseño de la etapa de potencia parte de la premisa de garantizar que para cualquier punto de operación el convertidor trabaje en modo de conducción discontinuo. Esto pasa por imponer que a máxima potencia de salida y mínima tensión de entrada la inductancia del primario se encuentra en modo de conducción “frontera” BCM.

En el estado límite BCM encontramos las expresiones para las siguientes magnitudes en el secundario del transformador, asumiendo corriente nula como mínimo valor de la corriente de salida (supuesto MCD).

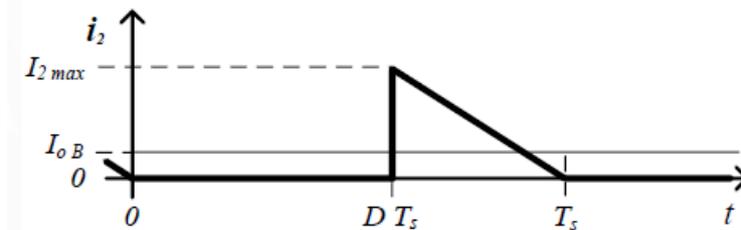


Figura 9. Corriente del diodo de secundario en el estado límite entre MCC y MCD [4]

$$I_{2min} = 0 = \frac{I_{oB}}{1-D} - \frac{1}{2 \cdot L_{mg}} \cdot N_{12}^2 \cdot V_o \cdot (1-D) \cdot T \quad (A) \quad (31)$$

Corriente de carga mínima:

$$I_{oB} = \frac{V_o}{R_B} = \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot (1-D)^2 \cdot V_o \cdot T \quad (A) \quad (32)$$

Si la corriente se encuentra por encima de este valor entonces el convertidor está trabajando en MCC; y si por el contrario, está por debajo del valor de I_{oB} , entonces se trabajará en MCD.

Resistencia de carga máxima:

$$R_B = \frac{2 \cdot L_1}{N_{12}^2 \cdot (1-D)^2 \cdot T} \quad (\Omega) \quad (33)$$

Si el valor de la resistencia de carga seleccionado es inferior al indicado por R_B , el convertidor operará en MCC; en caso contrario, operará en MCD.

Inductancia de primario mínima:

$$L_{1B} = \frac{1}{2 \cdot f} \cdot N_{12}^2 \cdot (1-D)^2 \cdot R \quad (H) \quad (34)$$

Donde f es la frecuencia de conmutación.

En caso de tener un valor de inductancia en el primario por encima del valor indicado en la ecuación anterior, el modo de operación del convertidor es MCC; si está por debajo, MCD.

Finalmente y despejando de la ecuación 39, la frecuencia de conmutación mínima es:

$$f_B = \frac{1}{2 \cdot L_1} \cdot N_{12}^2 \cdot (1-D)^2 \cdot R \quad (Hz) \quad (35)$$



Si la frecuencia está a mayor nivel del indicado por la frecuencia mínima, el convertidor funciona en MCC; y si está por debajo, en MCD.

4.2.3 Métodos de control [3]

Como parte final del proceso de diseño, previa a la justificación, se tiene la elección y diseño del control del convertidor. Con el lazo de control se garantiza una salida regulada, de las 4 salidas que tiene este *flyback* (dos de las cuales aisladas galvánicamente como se ha comentado con anterioridad). A continuación se presentan los distintos modos de control más comunes así como una descripción detallada del método utilizado: el control en modo corriente de pico.

Algunos de los métodos de control más usados y los más extendidos para las fuentes de alimentación conmutadas son: el control en modo tensión, el control en modo corriente y el control por histéresis. El objetivo del circuito de control consiste en mantener una tensión de salida estable frente a variaciones de tensión a la entrada y saltos de carga a la salida; proporcionar una respuesta transitoria adecuada y protección frente a sobre-tensiones y sobre-corrientes.

Con el circuito de control se obtiene una salida regulada que sigue a una tensión de consigna, y para ello debe funcionar en lazo cerrado. Con el control en modo corriente de pico, además de la tensión a la salida, también se monitoriza la corriente máxima en alguna etapa del circuito de potencia, como es el caso y queda estudiado más adelante en el documento.

El primero de los circuitos es el **control en modo tensión**, en el que sólo se monitoriza la señal de tensión a la salida. Para ello, se calcula una señal de error resultante de la diferencia entre el valor de salida medido y el deseado. Esta señal de error es comparada con la rampa de voltaje generada por el oscilador interno del controlador integrado. El comparador convierte, por tanto, la señal de tensión de error en la señal PWM que rige la conmutación del transistor o *switch*. Dado que existe un retardo a lo largo del circuito de potencia y el único parámetro de control es la señal de tensión de salida, el control en modo tensión responde normalmente de manera lenta a variaciones en la entrada.

Existen dos opciones respecto a protección por sobre-corriente en un convertidor con control en modo tensión: la basada en la corriente de salida media, o utilizando el método pulso a pulso. En la primera, se monitoriza la corriente de salida en continua y si ésta sobrepasa un valor determinado, el ciclo de trabajo de la señal PWM del conmutador se reduce. Con la segunda opción el pico de corriente de cada pulso es monitorizado, cuando el conmutador está activo, y si sobrepasa un límite, se apaga el conmutador inmediatamente. Este método ofrece una mejor protección al transistor de potencia. La figura 10 nos muestra un esquema general del control en modo tensión.

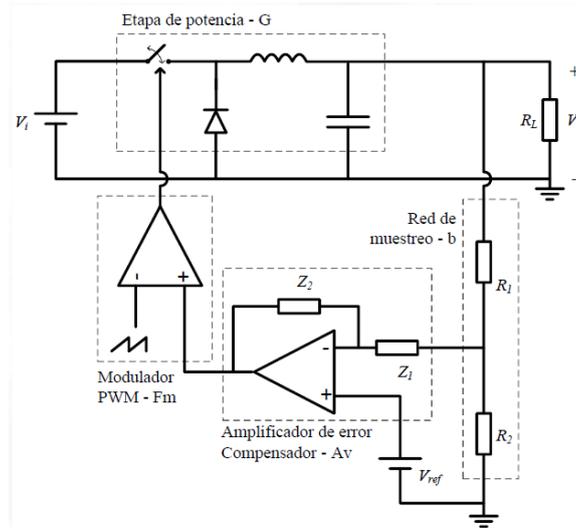


Figura 10. Circuito de control en modo tensión [4]

Por su parte, con el **control en modo corriente**, llamado en inglés *Current Injected Control (CIC)*, y también conocido como control de corriente de pico o control de corriente programada; no sólo se monitoriza la tensión a la salida sino también la corriente con una señal de error, que controla el pico de corriente en los elementos magnéticos del circuito en cada ciclo activo del *switch*. Esta técnica es conocida como **Realimentación de Estado** y mejora las prestaciones de los lazos de control. Con este tipo de control se tienen tiempos de respuesta muy rápidos tanto a la entrada como la salida. Incluye protección de sobre-corriente de forma inherente y, además, se mejora la audiosusceptibilidad del convertor en lazo cerrado. Por otro lado, las pendientes en las formas de onda de corriente suelen ser más reducidas y esto puede contribuir a crear efecto *jitter* en los comparadores. A continuación se observa un esquema general de la implementación del control CIC.

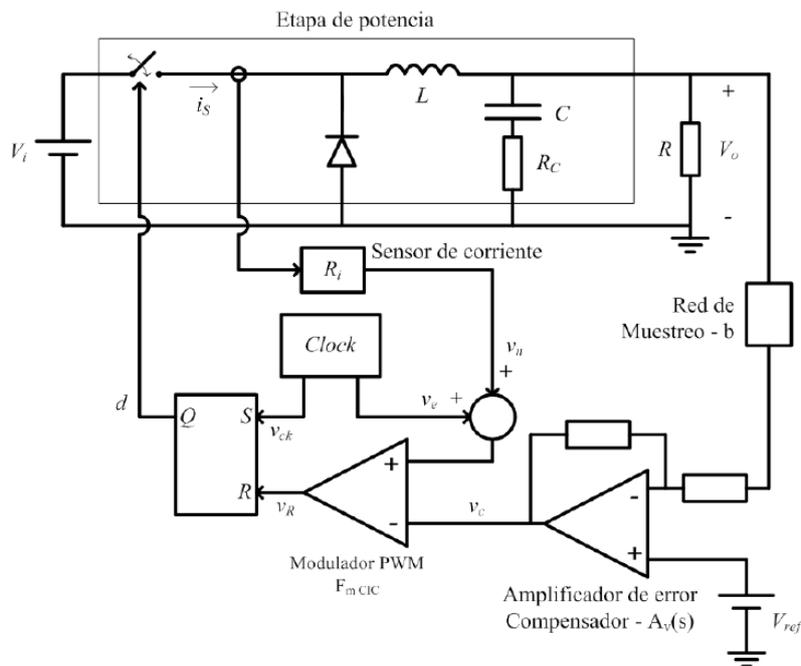


Figura 11. Control en modo corriente de pico [4]

De la misma manera que el control en modo tensión, hay un regulador de tensión que produce una señal de control que entra a un modulador PWM. Sin embargo en este caso, al terminal negativo entra la corriente en el transistor de potencia en forma de rampa (que es la corriente por el inductor cuando está en conducción). A esta rampa se le conocerá como señal sensada, a la cual es necesario sumar una señal o rampa externa de amplitud y frecuencia fijas para estabilizar el lazo de corriente interno. Este procedimiento es aplicable en el caso en que el convertidor de potencia opere en modo de conducción continua con ciclos de trabajo iguales o mayores al 50%, mientras que en modo de conducción discontinua existe ya estabilización del lazo de control como se expone en el apartado de diseño.

Es más común sensar la corriente en el transistor que en el inductor de potencia ya que la corriente RMS medida en el transistor es menor, y además sería necesaria la existencia de intervalos de corriente nula en el inductor para desmagnetizar el transformador de corriente.

Por último, el **control por histéresis** pretende mantener el parámetro que se monitoriza entre dos límites. Existen ambos tipos de control por histéresis, de tensión y corriente, pero no se recurre a ellos habitualmente.

En caso de utilizarse, es importante la elección del integrado que implementa el circuito de control, ya que debe ser fiel a todos los objetivos de diseño considerados previamente para cumplir con su funcionalidad.

En el proyecto que nos ocupa, el control seleccionado será el control en modo corriente de pico para un convertidor *flyback* en modo de conducción discontinua, diseño que queda desarrollado más adelante en el documento.

4.2.4 Componentes de potencia y evaluación de pérdidas

Para concluir con el capítulo, en esta sección se presentan los componentes de potencia en relación a los diferentes tipos de pérdidas que presentan.

MOSFET de potencia [6] [7] [8]

El MOSFET de potencia (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) es un dispositivo disparado por una tensión V_{GS} aplicada entre los terminales de puerta (G) y fuente (S). Cuando se aplica dicha tensión, se produce la conducción de corriente por el drenador (D) en dirección a la fuente [6]. Como conmutador, la velocidad con la que pasa de encendido a apagado y viceversa, depende de las capacidades parásitas incluidas en su modelo real; dependiendo de la velocidad de carga y descarga de las mismas en régimen transitorio [7].

Para activar el MOSFET la tensión aplicada a la puerta ha de ser superior al voltaje mínimo requerido para crear un canal de conducción entre las regiones de fuente y drenador (tensión *threshold* V_{th} dada por el fabricante). Tras conmutar, en estado estacionario no hay consumo de potencia en la puerta (pérdidas por conducción).

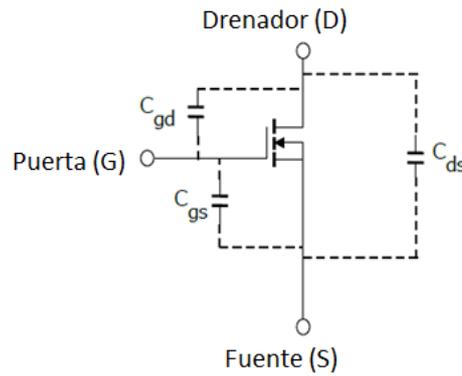


Figura 12. Modelo real del MOSFET con capacidades parásitas [6]

La tensión de puerta no crece a menos que la capacidad de la puerta está cargada y el MOSFET no conmuta a encendido hasta que se alcanza la tensión V_{th} . Se pasa de un estado de bloqueo a estado de conducción pasando por la región de saturación durante el régimen transitorio, en el que el dispositivo funciona como una fuente de corriente que depende de la tensión V_{GS} [6][7].

En esta aplicación la tensión aplicada a la puerta del MOSFET es una señal PWM que proviene del lazo del circuito de control desarrollado en el capítulo 5.

El transistor está originalmente apagado con tensión de puerta creciente de 0V a V_G . Cuando ésta alcanza valor suficiente para disparar el MOSFET la corriente originada en la puerta durante el transitorio a encendido es:

$$i_G = \frac{V_G - V_{GS}}{R_G} \quad (A) \quad (36)$$

Donde R_G es la resistencia de puerta que encuentra la señal de tensión inyectada.

Obtenida la corriente i_G se puede calcular la carga de puerta integrando dicha corriente en el tiempo:

$$Q_g = \int i_G \cdot dt \quad (C) \quad (37)$$

La energía suministrada sería:

$$E_G = \int v_G \cdot i_G \cdot dt = V_G \cdot Q_g \quad (J) \quad (38)$$

Y dado que i_G se relaciona con la carga según la ecuación:

$$i_G = \frac{dQ_g}{dt} \quad (A) \quad (39)$$

la energía acumulada en la puerta del MOSFET durante la conmutación es:

$$E_G = \int v_G \cdot i_G \cdot dt = \int v_G \cdot \frac{dQ_g}{dt} \cdot dt = \int v_G \cdot dQ_g \quad (J) \quad (40)$$

La energía acumulada en la puerta es consumida por R_G y el consumo de potencia media se expresa como el producto de la energía por la frecuencia de conmutación del transistor:

$$P_G = E_G \cdot f \quad (W) \quad (41)$$

El valor de la potencia calculada difiere de la potencia de pérdidas real ya que éste depende del valor de capacidad de entrada c_{iss} . La dependencia con la capacidad de entrada incluye la capacidad entre puerta y drenador c_{gd} (capacidad Miller) y es por tanto función de la tensión drenador-fuente V_{DS} . Además, la capacidad parásita entre puerta y fuente c_{gs} es función de la tensión puerta-fuente V_{GS} .

$$P_G = E_G \cdot f = c_{iss} \cdot V_{GS}^2 \cdot f \quad (W) \quad (42)$$

Con la ecuación anterior queda definida la potencia disipada en total en el proceso de carga y descarga de la capacidad de puerta. De igual forma, puede expresarse en función de la carga total (muchas veces proporcionada por los fabricantes en las hojas de datos) como [9]:

$$P_G = V_{GS} \cdot Q_g \cdot f \quad (W) \quad (43)$$

En pérdidas de conmutación es necesario considerar las pérdidas por carga y descarga de la capacidad parásita de entrada en la puerta, descritas hasta ahora, además de las propias por conmutación de encendido y apagado, de modo que en total:

$$P_{conmutación} = P_G + P_{encendido} + P_{apagado} \quad (W) \quad (44)$$

Donde

$$P_{encendido} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot t_{encendido} \quad (W) \quad (45)$$

$$P_{apagado} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot t_{apagado} \quad (W) \quad (46)$$

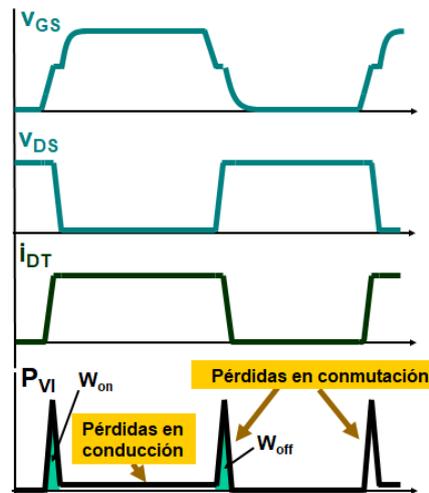


Figura 13. Pérdidas de potencia por conmutación (W) en función del tiempo (s) [9]

Por último, en conducción el transistor presentará las siguientes pérdidas:

$$P_{conducción} = R_{DSon} \cdot I_{D<rms>}^2 \quad (W) \quad (47)$$

Por tanto, el total de pérdidas de potencia será la suma de ambas, pérdidas por conducción y conmutación.

$$P_{TOTAL} = P_{conducción} + P_G + P_{encendido} + P_{apagado} \quad (W) \quad (48)$$

Diodo de potencia

Este componente electrónico permite la circulación de la corriente en un sentido, no pudiendo circular la corriente en sentido contrario al de conducción. Si se desea invertir el sentido de ésta se debe invertir la tensión entre ánodo y cátodo.

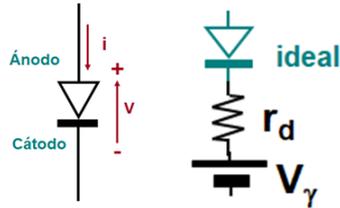


Figura 14. Diodo ideal (izquierda) y modelo del diodo real (derecha) [9]

La curva característica del diodo de potencia se muestra en la siguiente figura:

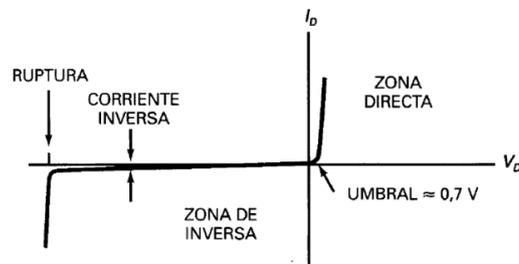


Figura 15. Curva característica del diodo [10]

Como se puede observar, en estado de conducción (zona directa) el diodo soporta una gran cantidad de corriente con una caída de potencial relativamente pequeña. Ésta suele tener un valor típico de 0.7V y se conoce como tensión umbral o tensión de codo (V_γ).

Por otra parte, en modo bloqueo (zona de polarización inversa) el diodo debe soportar una tensión negativa con cierta corriente de pérdidas hasta llegar a la tensión de ruptura en la que el diodo entra en polarización inversa. Este valor es la tensión de ruptura (V_r) y su máximo es crítico pues superarlo supone el deterioro irreversible del componente [9].

Otra característica importante en la caracterización del diodo de potencia es la velocidad de conmutación. Observando el paso de conducción a bloqueo del circuito se obtienen las siguientes formas de onda:

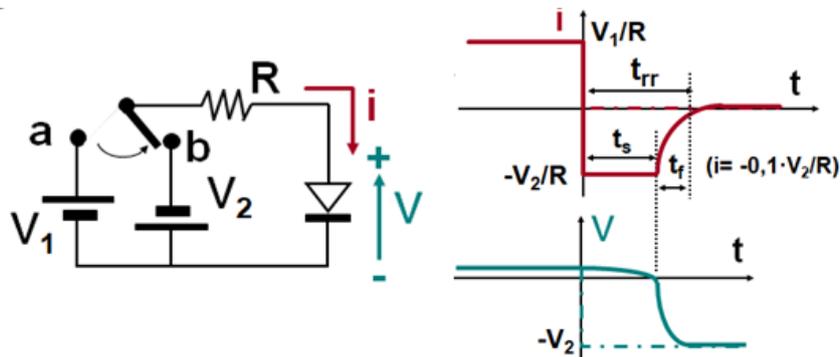


Figura 16. Conmutación en el diodo: de conducción a bloqueo [9]

En el momento en que se “cierra” el interruptor se produce un corte en la corriente de conducción y la tensión de polarización directa decrece de V_1 a $-V_2$ (tensión inversa) dando lugar a un transitorio. En dicho intervalo el tiempo que transcurre hasta que se anula la corriente y se alcanza la tensión negativa de bloqueo se conoce como tiempo de recuperación inversa (t_{rr}). Durante este periodo se suceden dos intervalos, el tiempo de almacenamiento (t_s); en el que la corriente alcanza valor máximo con tensión $-V_2$ y el tiempo de caída (t_f) donde la corriente se anula y la tensión inversa del diodo es alcanzada, permitiendo a partir de ese instante la conducción del diodo en sentido contrario. El área negativa que se observa en la forma de onda de la corriente es la carga eléctrica desplazada Q_{rr} .

Cuando el circuito conmuta a encendido o tensión V_1 la corriente por el diodo vuelve a su estado de partida hasta alcanzar el valor V_1/R . El tiempo que tarda en alcanzar el 10% de ese valor se define como tiempo de retraso (t_d) y el que transcurre desde ese valor hasta alcanzar el 90% de la corriente es el tiempo de subida (t_r). La suma de ambos constituye el tiempo de recuperación directa (t_{fr}). Esta conmutación se representa en la siguiente figura:

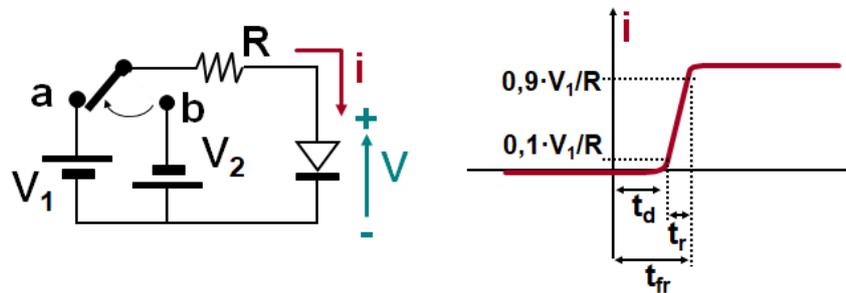


Figura 17. Conmutación del diodo: de bloqueo a conducción [9]

En cuanto a los distintos tipos de pérdidas en el diodo, existen las pérdidas de potencia estáticas en conducción (ya que en bloqueo son despreciables) y las pérdidas de potencia dinámicas (en conmutación).

La expresión de las pérdidas estáticas viene dada por el modelo del diodo en conducción, que es la combinación serie entre una resistencia (r_d) y una fuente de tensión, de valor igual a la caída de tensión en estado de conducción (V_γ).

$$P_{conducción} = V_\gamma \cdot I_{D<AVG>} + r_d \cdot I_{D,eff}^2 \quad (W) \quad (49)$$

Por su parte, las conmutaciones no son perfectas por lo que la mayor parte de las pérdidas se producen en la salida de conducción.

$$P_{salida_conducción} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_{rr}} v_D(t) \cdot i_D(t) \cdot dt \quad (W) \quad (50)$$

Transformador [5]

Por último se presenta el transformador, responsable del aislamiento galvánico de las salidas del convertidor y motivo principal por el que se elige la topología *flyback*.

Un transformador presenta dos tipos de pérdidas: las procedentes del núcleo y aquellas originadas en los bobinados. Las pérdidas en el núcleo pueden darse por histéresis o por corrientes de *Foucault*; mientras que las pérdidas en los bobinados (efecto *Joule*) pueden ser resistivas, por efecto pelicular, o debidas al efecto proximidad.

- **Pérdidas en el núcleo por histéresis**

En este caso las pérdidas son proporcionales al volumen efectivo del núcleo (V_e), la frecuencia de trabajo (f_L) y el área del ciclo de histéresis. Quedan expresadas como:

$$P_H = \frac{1}{T} \cdot \int v(t) \cdot i(t) dt = f_L \cdot V_e \cdot \int H(t) dB = f_L \cdot W \quad \left(\frac{W}{m^3}\right) \quad (51)$$

Donde W corresponde a la energía en un ciclo calculada como:

$$W = V_e \cdot \int H(t) dB \quad (J) \quad (52)$$

- **Pérdidas en el núcleo por corrientes de Foucault**

Las corrientes de Foucault o corrientes “remolino” (del inglés *eddy currents*), se producen por la variación de los campos magnéticos en el interior del núcleo magnético y son proporcionales a la frecuencia de trabajo al cuadrado.

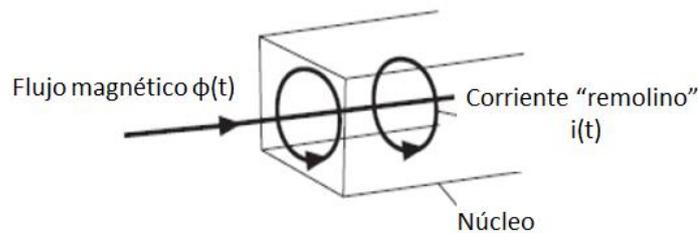


Figura 18. Corrientes de Foucault en el núcleo magnético

En total, en el núcleo aparece la suma de pérdidas por histéresis más las debidas a las corrientes de Foucault, expresada como:

$$P_{núcleo} = V_e \cdot \Delta B^{2.4} \cdot (K_H \cdot f_L + K_E \cdot f_L^2) \quad \left(\frac{W}{m^3}\right) \quad (53)$$

donde los parámetros fijos son $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$ y $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

Las pérdidas en el núcleo pueden quedar expresadas como:

$$P_{núcleo} = V_e \cdot P_V \quad \left(\frac{W}{m^3}\right) \quad (54)$$

con P_V las pérdidas por unidad de volumen.

- **Pérdidas resistivas en los bobinados**

El valor resistivo del conductor depende de su longitud (l_x), la longitud media de cada vuelta (MTL) y la resistividad del cobre (ρ) que a su vez depende de la temperatura a la que se encuentre el conductor. Teniendo esto en cuenta, la resistencia del conductor y las pérdidas resistivas en los bobinados se expresan de este modo:

$$R = \rho \cdot \frac{l_x}{A_x} \quad (\Omega) \quad (55)$$

$$l_x = N \cdot MTL \quad (mm) \quad (56)$$

Siendo N el número de vueltas, Ax el área de la sección del conductor y la resistividad del cobre:

$$p = 1,724 \cdot [1 + 0,0042 \cdot (T - 20)] \cdot 10^{-8} \quad (\Omega \cdot m) \quad (57)$$

Con T la temperatura.

- **Pérdidas en los bobinados por efecto pelicular**

En los cables que conducen corrientes alternas, debido a las corrientes de *Foucault* inducidas, la densidad de corriente es mayor cerca de la superficie y decrece hacia el interior. Por este motivo, se calcula el área efectiva del conductor en función de la profundidad de penetración (δ).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot f_L}} \quad (\mu m) \quad (58)$$

$$A_{eff} = \begin{cases} \pi \cdot \delta \cdot (2r - \delta) & \text{si } \delta \leq r \\ \pi \cdot r^2 & \text{si } \delta \geq r \end{cases} \quad (\mu m^2) \quad (59)$$

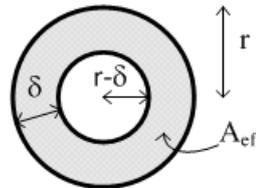


Figura 19. Área efectiva de un conductor debido al efecto pelicular [5]

Observando estas expresiones, si la frecuencia de trabajo aumentase la profundidad de penetración disminuiría, lo cual supondría una reducción del área efectiva causando un aumento de la resistencia y por tanto de pérdidas. Llegado el caso en que la profundidad de penetración es mucho menor que el radio del conductor, se recomienda el uso del hilo de *Litz*. Está formado por varios hilillos recubiertos de aislante y su radio es menor que la profundidad de penetración del efector pelicular.

- **Pérdidas por efecto proximidad**

Debido al efecto de las corrientes de Foucault inducidas en conductores adyacentes por parte de otros cables, se provoca una distribución no uniforme de la corriente en los mismos y por tanto un aumento de la resistencia; lo cual se traduce nuevamente en aumento de pérdidas de potencia. Una posible solución a este problema es la utilización de bobinados intercalados (*interleaving*).



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN

Capítulo 5. Diseño y simulación del convertidor flyback

Este capítulo contiene el diseño completo de la fuente de alimentación auxiliar del proyecto. En el primer apartado se presenta la etapa de potencia con topología *flyback* que cumple con los requisitos iniciales definidos en los objetivos al comienzo del documento. Tras ello se desarrolla el diseño del circuito de control para la obtención de una salida regulada a 12V y por último se realiza la evaluación de pérdidas en el conmutador y diodos de los bobinados secundarios, y cálculo de la eficiencia resultante del circuito completo. Además, se incluye en un anexo, al final de este documento, una selección de los principales componentes de potencia con los del convertidor.

5.1 Diseño de la etapa de potencia y funcionamiento

El diseño comienza con la recopilación de los requisitos previos impuestos por la aplicación:

- Tensión de entrada no regulada entre 9V y 16V, correspondiente al rango de tensión de batería de 12V.
- Dos salidas de +12V (regulada) y de +7V con aislamiento galvánico.
- Dos salidas de +12V y +7V sin aislamiento galvánico.
- Potencia total suministrada a las cargas de 6W, a repartir por igual entre todas las salidas.
- Eficiencia superior al 85%.
- Simplicidad y robustez en el diseño.
- Bajo precio objetivo.

En el anexo “9.1 Análisis y Cálculos de Diseño de la etapa de potencia de la fuente” se presenta el procedimiento y los resultados para dimensionar el convertidor *flyback*, todo ello realizado con el software Mathcad®. Los pasos seguidos en dicho anexo quedan explicados a continuación junto con los resultados de simulación obtenidos con la herramienta LTspice®.

Todas las expresiones con las que se obtienen los parámetros de diseño se encuentran en dicho anexo y al final de este apartado se recoge una tabla con los parámetros de interés obtenidos y sus valores. A continuación se comentan los pasos seguidos en el procedimiento de cálculo.

Paso 1: Definición de la tensión de entrada

De acuerdo al requisito de diseño se define un rango de tensión de entrada de [9,16] V. Con la variación del punto de tensión de entrada dentro de estos valores se estudia el efecto en la salida más adelante. Se asume un rizado de la tensión de entrada de 150mV y tensión de entrada nominal de 12.5V.

Paso 2: Definición de las salidas del convertidor, potencias y corrientes máximas

Las salidas deseadas para el convertidor son 4 en total. Dos de ellas deben tener valores de 12V y 7V con su potencial referido a la misma masa que la señal de entrada; siendo la primera regulada con el circuito de control implementado para mantenerla siempre fija a ese valor frente a variaciones de tensión en la entrada. Las otras dos salidas se desean también de 12V y 7V y deben tener aislamiento galvánico como se especifica previamente (estas salidas alimentarán las cargas con su potencial referido a una masa independiente de la masa de la tensión de entrada). Para todas las salidas se asume un rizado de 150mV.

La potencia total que debe repartirse entre todas las salidas es 12W. A lo largo del diseño se ha visto necesario el aumento de la potencia respecto lo que se indicó en la propuesta de trabajo (de 6W a 12W) por requerimientos de los bloques que alimenta esta fuente auxiliar.

En el anexo de diseño los cálculos están hechos para dos de las salidas ya que las otras dos son del mismo valor (12V y 7V) y el desarrollo es equivalente.

Para mayor simplificación, se recurre al método de cálculo de salida equivalente. Se define el valor de la salida de tensión y se expresa la corriente máxima de salida correspondiente, con la que se calcula posteriormente la potencia máxima entregada en dicha salida.

Por su parte, las cargas para ambas salidas se calculan como:

$$R_{out} = \frac{V_{out_max}^2}{P_{out_max}} \quad (\Omega) \quad (60)$$

donde la potencia máxima de salida está calculada en el anexo y la salida es la salida deseada, 12V o 7V. De modo que se obtiene:

$$R_{out1} = \frac{12^2}{3} = 48 \quad (\Omega)$$

$$R_{out2} = \frac{7^2}{3} = 16.33 \quad (\Omega)$$

Paso 3: eficiencia estimada y potencia y corriente máximas de entrada

Se estima un valor de eficiencia adecuado con el que poder obtener el valor de potencia suministrado en la entrada. Para ello se utiliza el valor de potencia máxima entregada a la carga del paso anterior. Una vez conocido el valor de potencia se despeja el valor correspondiente de corriente en la entrada.

Se ha considerado un valor de eficiencia del 85% como punto de partida, valor que ha de evaluarse una vez se tiene el diseño completo de la fuente.

Paso 4: Definición del ciclo de trabajo

A continuación, se estudian los valores límite entre los que debe encontrarse el ciclo de trabajo del convertidor para asegurar el modo de conducción discontinua del mismo. Se evalúa el punto de mínima tensión de entrada y máxima potencia de salida, donde el convertidor trabaje en estado límite entre MCC y MCD.

Se determina el valor máximo de ciclo de trabajo cuando la máxima corriente RMS por el transistor se compensa con la reflejada hacia el primario en los diodos de los secundarios. Véase la gráfica del anexo. El valor mínimo se obtiene en el punto de máxima potencia a la salida. Finalmente se tiene como rango para el ciclo de trabajo en MCD del convertidor: [0.281,0.5].

No se debe trabajar por encima del 50% de ciclo de trabajo si se desea mantener este funcionamiento en discontinua; se evalúa más adelante el efecto que puede tener esta variación.

Paso 5: Diseño del transformador

Considerando el límite de funcionamiento MCD con ciclo de trabajo máximo (50%) se calculan las relaciones de transformación entre primario y cada uno de los secundarios (n_1 y n_2). Éstas se obtienen a partir de la tensión de entrada mínima y de salida y el ciclo de trabajo a 0.5 como se expresa en el anexo.

Con ellas es posible el cálculo del valor de inductancia en los bobinados de los secundarios junto con el valor de inductancia del primario, suma del valor de inductancia magnetizante (L_m) y de fugas (L_{lk}).

Por su parte la inductancia magnetizante se calcula como se expresa en el anexo, mientras que el valor de la de fugas puede despejarse con la constante de autoinducción (k) de la ecuación 71.

$$L_p = L_m + L_{lk} \quad (H) \quad (61)$$

$$L_{s1} = \frac{L_p}{n_1^2} \quad (H) \quad (62)$$

$$L_{s2} = \frac{L_p}{n_2^2} \quad (H) \quad (63)$$

En el anexo también se calculan por la inductancia magnetizante: la corriente máxima de pico, la corriente media máxima, el máximo rizado de corriente y la máxima corriente RMS. Todas estas medidas se realizan por simulación sobre las formas de onda obtenidas y se recogen en la tabla 1.

Además, se calcula el flujo magnético máximo por la inductancia magnetizante con la frecuencia de conmutación, que se fija por diseño en 100kHz.

Paso 6: Diseño del conmutador

En cuanto al diseño del transistor MOSFET se establece que ha de comprobarse con la simulación que la corriente de pico máxima que circula por él coincida con la corriente de pico máxima en la inductancia magnetizante. Además, la corriente media máxima por el transistor debe ser la corriente máxima en la entrada del convertidor y en cuanto a la tensión, ésta alcanzará como máximo la suma de la tensión de entrada más la reflejada en el secundario.

El valor de tensión real en el transistor será un tanto mayor que el calculado en este punto del procedimiento, debido a la influencia de la corriente por la inductancia de fugas. En realidad, el máximo será la suma de la tensión en la entrada, la caída por el diodo en el circuito limitador en el primario y la propia del *clamping* (zener). Esto se observa en la figura 21, resultado de la simulación.

Paso 7: Cálculo de la capacidad de entrada

Se calcula el valor de capacidad de entrada de dos formas. La primera de ellas es el resultado de considerar que el rizado en la corriente de entrada es debido al valor de capacidad en su totalidad. En la segunda se tiene en cuenta el efecto de la resistencia serie parásita del condensador en cuestión (ESR), a la cual se atribuye un porcentaje del rizado presente en la corriente.

En el anexo se presentan las expresiones para los dos casos, junto con los valores de rizado de corriente máximo en el condensador y el valor de corriente RMS máxima.

En el diseño se considera el efecto de la resistencia serie parásita y se seleccionan condensadores electrolíticos para la implementación del circuito.

Paso 8: Diseño del diodo rectificador de salida

Para todos los secundarios, se diseña tensión de bloqueo del diodo rectificador como la de primario reflejada más la de salida correspondiente y se obtienen los valores de corriente máximos de pico, RMS y media. Por simplicidad, aquellos cálculos que sean iguales para las salidas 3 y 4 del convertidor respecto de la 1 y la 2 son omitidos.

Paso 9: Cálculo de la capacidad de salida

Para la capacidad de salida no se considera el efecto ESR y se eligen condensadores de tipo cerámico. Se presentan los valores de rizado máximo de corriente en el condensador y valor de corriente RMS máximo para cada una de las salidas de la fuente.

Paso 10: Diseño del circuito para la limitación de corriente en la inductancia de pérdidas

Como último paso del diseño de la etapa de potencia se determinan las características del circuito en el primario para controlar el efecto que tiene la inductancia de fugas.

Se opta por un diodo zener junto con un diodo lineal. El zener actúa como *clamping* limitando los picos de tensión en la inductancia de primario, observados en la forma de onda de tensión del conmutador. Por su parte el diodo permite la circulación de corriente por la inductancia de fugas en el intervalo en que el conmutador esté abierto (OFF), proporcionando un camino alternativo a la corriente ya que ésta no debe circular hacia el conmutador.

El diseño obtenido a partir del procedimiento anterior se muestra en la figura 20.

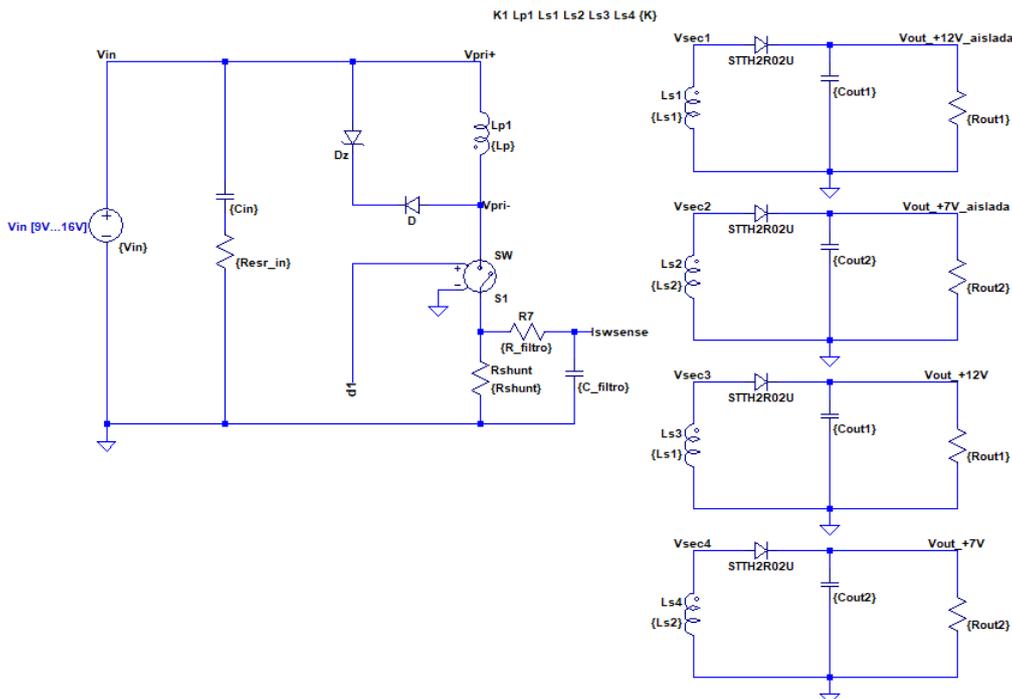


Figura 20. Convertidor flyback con cuatro salidas, dos a 12V y dos a 7V

En ella se observa la etapa de potencia, donde se utiliza un conmutador en lugar de un transistor MOSFET que hará las veces del mismo. Se dispara el conmutador con la señal pulsada procedente del lazo de control explicado en el siguiente apartado.

Este esquema incluye 4 salidas de las cuales será regulada la primera de 12V. Se implementará el control en modo corriente de pico sensando la corriente en el conmutador (equivalente al transistor MOSFET) con ganancia de valor Rshunt y filtrada con la configuración RC vista en el esquema. Este filtro se diseña de manera que la frecuencia del ruido de la señal de corriente sensada quede muy por encima, así como la frecuencia del propio filtro sea mucho mayor que la frecuencia de conmutación.

$$f_{ruido} \gg f_{filtro} = \frac{1}{2\pi RC} \gg f_{sw} \quad (64)$$

Respecto al diseño del transformador, se observa una configuración en la que la inductancia del primario constituye la suma de la inductancia de fugas y la magnetizante, por lo que efectos de comportamiento reales están presentes.

	Magnitud	Valor
Entrada	V_{in}	[9,16]V
	ΔV_{in}	150mV
	I_{in_max}	1.569A
	P_{in_max}	14.118W
	ΔV_{ESR}	50%
	C_{in_min} (ESR)	117.647 μ F
	$R_{ERS_cin_max}$	0.012 Ω
	ΔI_{Cin_max}	6.275A
	$I_{Cin_rms_max}$	2.025A
Salidas	$V_{out1\ y\ 3}$	12V
	$V_{out2\ y\ 4}$	7V
	ΔV_{out}	150mV
	$P_{out1,2,3\ y\ 4_max}$	3W
	$I_{out1\ y\ 3_max}$	0.25A
	$I_{out2\ y\ 4_max}$	0.429A
	R_{out1}	48 Ω
	R_{out2}	16.33 Ω
	V_{out_eq}	12V
	$I_{out_eq_max}$	1A
	$P_{out_eq_max}$	12W
	ΔV_{ESR}	50%
	C_{out1_min}	70.319 μ F
	ΔI_{Cout1_max}	4.706A
	$I_{Cout1_rms_max}$	0.85A
	C_{out2_min}	120.548 μ F

Salidas	ΔI_{Cout2_max}	8.067A
	$I_{Cout2_rms_max}$	1.456A
	$V_{D1_bloqueo_max}$	33.3V
	$I_{D1_pk_max}$	4.706A
	$I_{D1_rms_max}$	0.886A
	$I_{D1_avg_max}$	0.25A
	$V_{D2_bloqueo_max}$	19.444V
	$I_{D2_pk_max}$	8.067A
	$I_{D2_rms_max}$	1.518A
	$I_{D2_avg_max}$	0.429A
	Transformador	$n_{1\ y\ 3}$
$n_{2\ y\ 4}$		1.286
L_{m_max}		7.172 μ H
L_{lk_max}		146.365nH
Φ_{Lm_max}		45Wb
$I_{Lm_pk_max}$		6.275A
$I_{Lm_avg_max}$		3.137A
$I_{Lm_rms_max}$		3.623A
ΔI_{Lm_max}		6.275A
L_p		7.318 μ H
$L_{s1\ y\ 3}$		12.93 μ H
$L_{s2\ y\ 4}$		4.37 μ H
k		0.98
Eficiencia estimada		η
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	100kHz
Ciclo de trabajo	D	[0.281,0.5]
Conmutador	$V_{SW_bloqueo_max}$	25V
	$I_{SW_pk_max}$	6.275A
	$I_{SW_rms_max}$	2.562A
	$I_{SW_avg_max}$	1.569A

Circuito regulador de entrada	$P_{Llk\ max}$	0.288W
	V_{Dz}	12.6V
	P_{Dz}	1.008W
	$V_{SW_bloqueo_Dz_max}$	28.6V

Tabla 1. Parámetros y medidas del diseño de la etapa de potencia

En las siguientes tres figuras se muestran las principales formas de onda de esta etapa del diseño. Aparecen las formas de onda del primario y las de los dos primeros secundarios (ya que los otros dos tendrán las mismas).

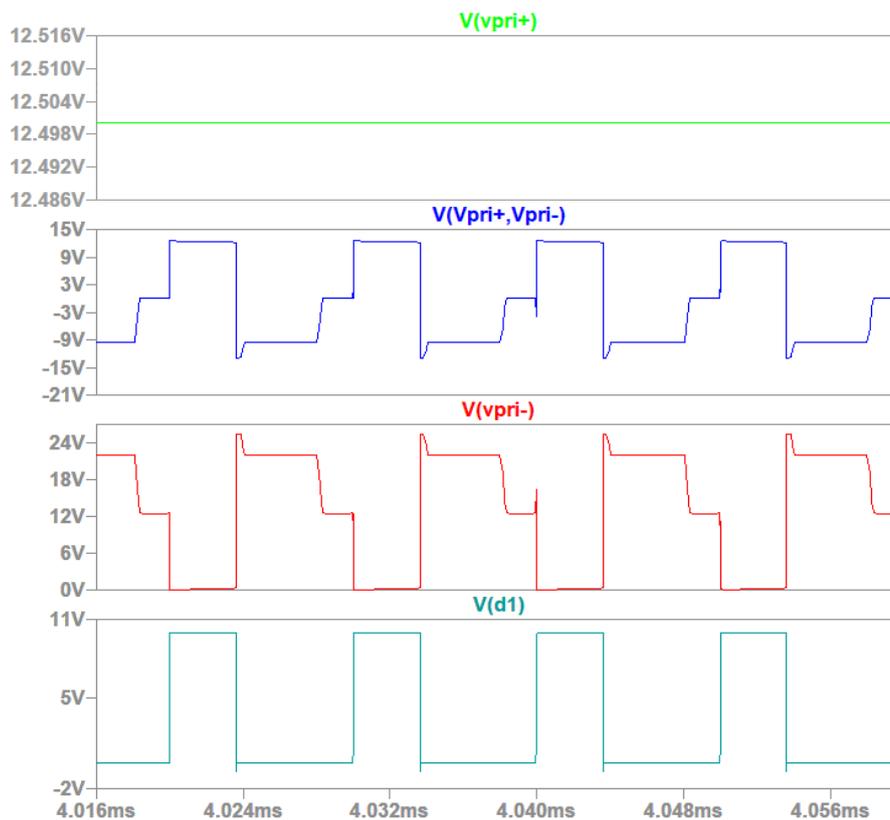


Figura 21. Entrada $V_{in}(V)$, tensión del primario $V_{Lp}(V)$, disparo en el conmutador $V_{SW}(V)$ y señal del control de conmutación $V_d(V)$

Con una tensión nominal de entrada de 12.5V, se observa la señal de tensión en la inductancia del primario. Tiene amplitud correspondiente a la entrada de tensión (12.5V) y es inversa a la señal de tensión que describe el disparo del conmutador. En éste se tiene una forma de onda en tensión definida por tres intervalos:

1. La tensión en el conmutador encuentra su máximo valor como suma de la caída de tensión del diodo en el circuito de entrada más la del zener más la tensión de entrada cuando éste pasa a OFF:

$$V_{SW} = V_D + V_{Dz} + V_{in} = 25.4V$$

2. En el segundo intervalo, mientras sigue abierto, la tensión en el conmutador es la suma de la tensión de entrada más la tensión máxima de secundario:

$$V_{SW} = V_{in} + n1.V_{out1} = 21.99V$$

3. El conmutador se encuentra a tensión de entrada hasta volver a cerrarse (ON):

$$V_{SW} = V_{in} = 12.5V$$

La última señal observada en la figura anterior es la tensión de control que activa la conmutación en el *switch*, configurada con frecuencia de conmutación de 100kHz.

A continuación, la figura 22 presenta las formas de onda de tensión en los secundarios del transformador superpuestas con la tensión de primario, las salidas del convertidor deseadas así como la señal de control de conmutación nuevamente.

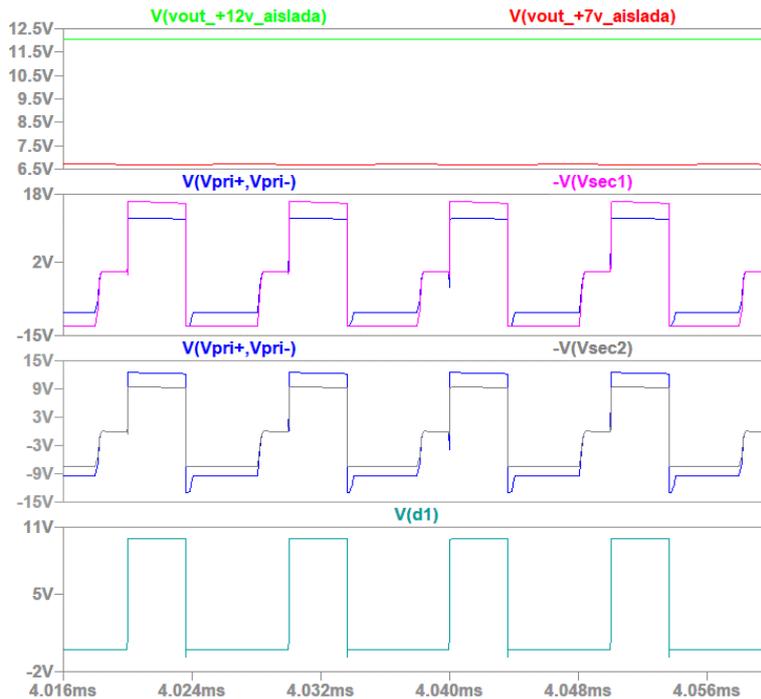


Figura 22. Salidas del convertidor a 12V y 7V, tensiones de secundario $V_{sec1}(V)$ y $V_{sec2}(V)$ con tensión de primario $V_{Lp}(V)$ y control de conmutación $V_d(V)$

En esta figura se muestran las señales de salida del convertidor con valores 12V y 6.67V. La salida de 12V está regulada por el lazo de control que se describe en el próximo apartado.

Por otra parte, se observan las formas de tensión en los bobinados secundarios en comparación con la tensión de primario para poder comprobar la relación de transformación de cada uno calculadas en el procedimiento de cálculo.

$$V_{Lp_max} = 12.49V$$

$$V_{sec1_max} = 16.32V$$

$$n_1 = \frac{12.49V}{16.32V} = 0.76,$$

$$V_{sec2_max} = 9.49V$$

$$n_2 = \frac{12.49V}{9.49V} = 1.31$$

Por último, es interesante representar las formas de onda de corriente en la etapa de potencia. En la siguiente figura aparece la señal de conmutación seguida de las corrientes por las inductancias de primario $I_{Lp}(A)$ y secundario $I_{Ls1}(A)$ y $I_{Ls2}(A)$, la corriente que circula en el diodo del circuito de entrada cuando el conmutador se abre (OFF) y la corriente sensada en el transistor (conmutador equivalentemente) a través de la resistencia R_{shunt} .

Como ya se ha descrito en el capítulo 4, en el primer intervalo de funcionamiento del convertidor cuando el conmutador está cerrado (ON) el diodo del secundario está polarizado en inversa y el núcleo del transformador se magnetiza por la corriente que circula en el primario. En la figura 23 se observa este hecho con la corriente $I_{Lp}(A)$.

En el segundo intervalo, se produce el cambio de polarización del diodo de secundario una vez que circula corriente. Se pueden observar las corrientes de secundario en las trazas de $I_{Ls1}(A)$ y $I_{Ls2}(A)$. Con el circuito implementado con el diodo del primario se habilita un camino para la corriente de fugas una vez que se abre el conmutador (OFF), que es precisamente la corriente que se observa en la traza gris de la figura 23. Si se superpone dicha corriente con las de los secundarios como se muestra en la figura 24 se puede comprobar que dicha corriente es la que produce un retraso de la conducción de la corriente por los bobinados secundarios.

El tercer intervalo es aquel en que se desmagnetiza el núcleo por completo llegando a cortarse la corriente por la inductancia de primario se anula hasta que vuelve a repetirse el ciclo cerrándose nuevamente el conmutador (ON). Véanse $I_{Lp}(A)$, $I_{Ls1}(A)$ y $I_{Ls2}(A)$ todas nulas.

En la figura 23 también está representada la corriente que se sensa en la resistencia R_{shunt} . Dicha señal es la medida indirecta de la corriente de la inductancia en el primario, señal cuyo valor de pico máximo ha de controlarse como se explica a continuación.

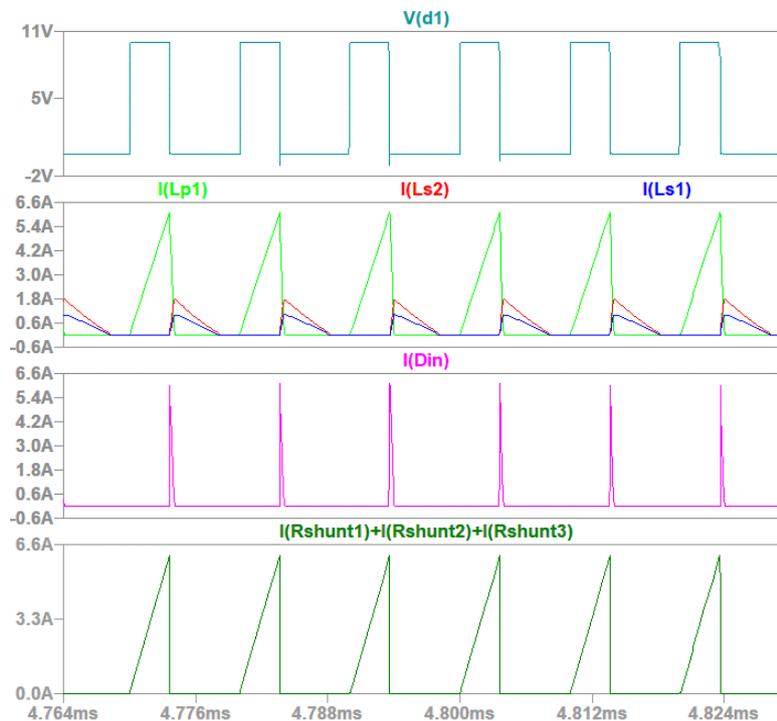


Figura 23. Señal de conmutación $V_d(V)$, corrientes por el primario y secundarios $I_{Lp}(A)$, $I_{Ls1}(A)$ y $I_{Ls2}(A)$, corriente en el diodo $I_{Dp}(A)$ y corriente sensada $I_{SWsense}(A)$

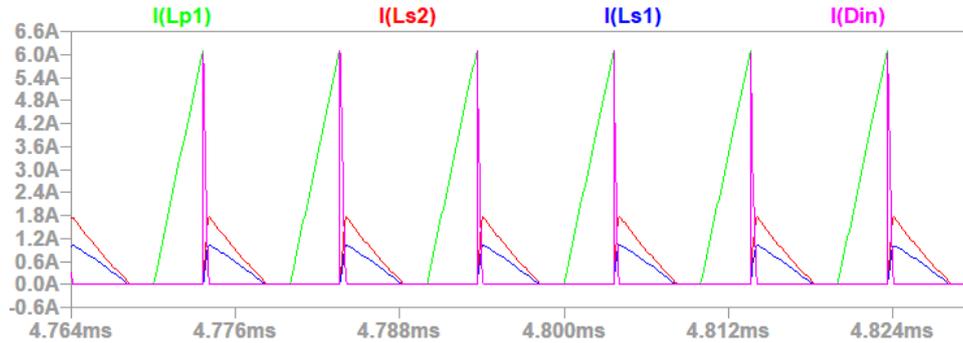


Figura 24. Corrientes por el primario y secundarios $I_{Lp}(A)$, $I_{Ls1}(A)$ y $I_{Ls2}(A)$ y corriente en el diodo $I_{Dp}(A)$

5.2 Diseño del lazo de control

El control en modo corriente de pico queda introducido en el capítulo 4 y es el método de control seleccionado para esta fuente de alimentación auxiliar. En el siguiente esquema se muestra un diagrama simplificado del lazo de control para la etapa de potencia.

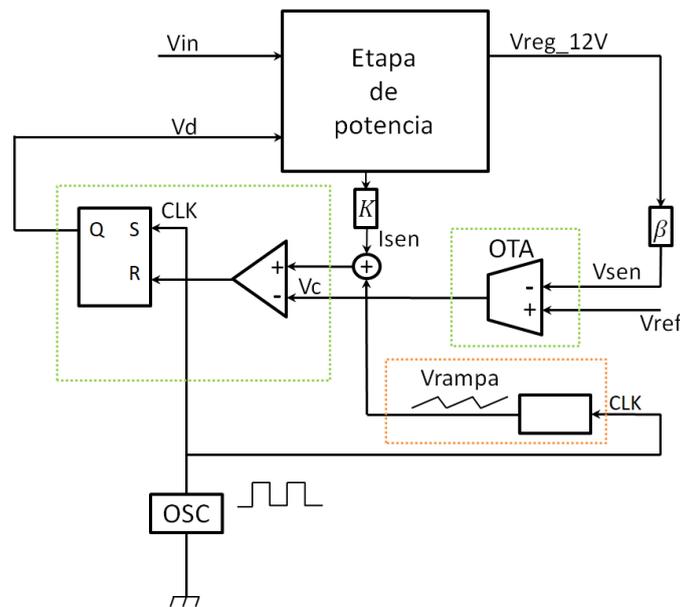


Figura 25. Diagrama de bloques del control en modo corriente de pico

El circuito de control permite obtener una salida de 12V fija ante variaciones de tensión en la entrada. En primer lugar, la salida a regular pasa por un bloque de ganancia $\beta=0.1$, en este caso implementado con un divisor de tensión, y entra en el bloque de compensación como tensión sensada (figura 26).

El propósito de la compensación es la estabilización de la respuesta dinámica del convertidor y optimizando esta etapa se consigue una respuesta de regulación estable de la línea de entrada y transitorios de carga. Se realiza con un compensador de tipo II en el que, además de un integrador, hay un cero y un polo que compensan la caída de fase provocada por éste y atenúan el rizado de la conmutación respectivamente. Con esta configuración se consigue aumentar la fase hasta en fase 90° a la frecuencia que resulte conveniente.

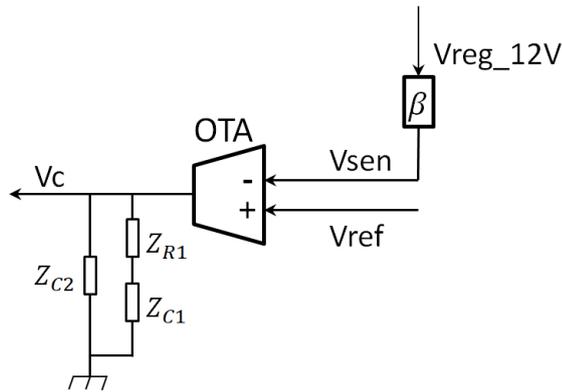


Figura 26. Compensador de tipo II con OTA

La figura anterior muestra el bloque de compensación constituido por un amplificador operacional de transconductancia y la red formada por R1, C1 y C2 que sustituye a la realimentación positiva normalmente implementada.

El diseño del compensador está realizado a partir del bloque de compensación de tipo II que propone el integrado utilizado en la aplicación, el NCV8870 de *ON Semiconductor*; y está desarrollado de manera analítica en el anexo “9.2 Análisis y Cálculos de Diseño del compensador del lazo de control” siguiendo los pasos indicados por el fabricante. Dicho integrado es seleccionado por las distintas funcionalidades que presenta en cuanto a protecciones, rango de tensión de entrada, y tipo de control. Para mayor interés en el modelado de redes de compensación véase [13].

A la entrada del compensador se comparan la señal de tensión sensada con una tensión de referencia de 1.2V. La señal de control es la señal resultante a la salida. En la siguiente figura se aprecia saturada en torno a los 800mV hasta que la señal sensada alcanza la tensión de referencia. En ese momento la señal de error se regula permitiendo el control de la salida del convertidor, con un valor cercano a los 240mV.

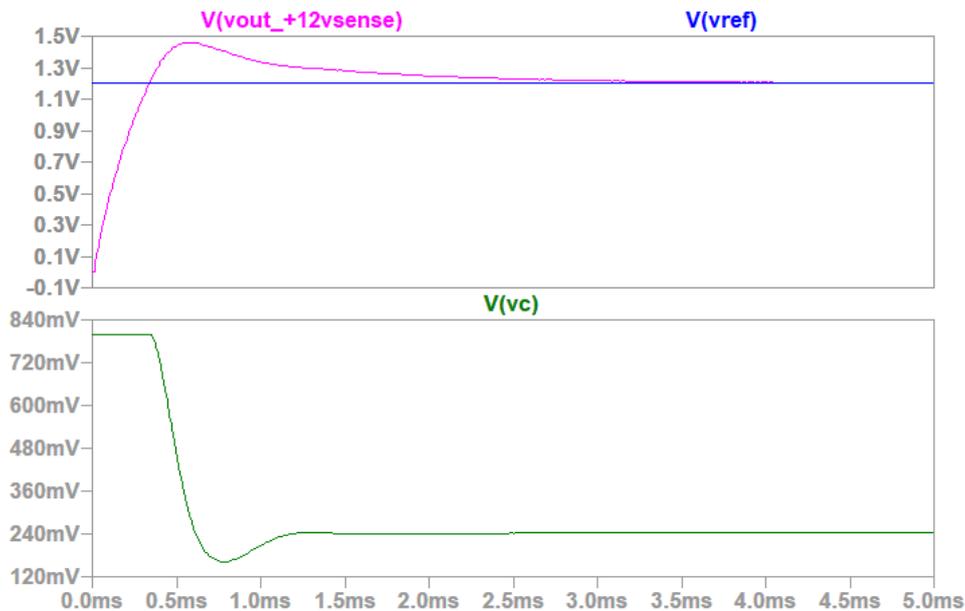


Figura 27. Señales de tensión sensada $V_{sen}(V)$, de referencia $V_{ref}(V)$ y señal de control $V_c(V)$ a la salida del compensador

Esta señal pasa al siguiente bloque como entrada del terminal negativo del amplificador que compara el nivel de la señal de control con la resultante de la suma de la corriente sensada y la rampa de estabilización (V_{rampa}) recibida en su terminal positivo.

Por su parte, la corriente sensada es resultado del producto de la tensión en el conmutador por el valor de la resistencia R_{shunt} (bloque de ganancia K en el diagrama). Por su parte, el sensado de corriente por el conmutador se obtiene mediante la caída de tensión en una resistencia $shunt$. Dicho sensado se representa mediante el bloque de ganancia K en la figura 28.

En este caso el convertidor funciona en modo de conducción discontinua, de modo que dicha rampa no es necesaria pues existen intervalos en los que la corriente se anula desmagnetizándose el núcleo del transformador por completo, en esta aplicación particular. Esto es debido a que al principio de cada ciclo de conmutación la corriente por el transformador (y por el conmutador) es siempre la misma, cero.

Además, por diseño, el convertidor no trabaja nunca con valores de ciclo de trabajo superiores al 50%, otra condición que garantiza la estabilidad del control en modo corriente de pico sin rampa de estabilización.

Mediante el comparador, la suma de la rampa sensada y la rampa externa es comparada con la señal de error procedente del compensador (en este caso solo la sensada). Dicha comparación pone a "0" la señal de disparo del conmutador a través de un biestable R-S, con señal de reloj de frecuencia 100kHz.

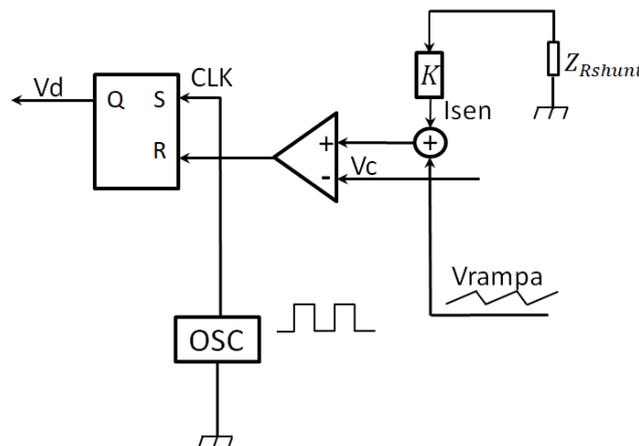


Figura 28. Sensado de la corriente y modulador PWM con salida de control $V_d(V)$

La señal de control resultante es $V_d(V)$, señal que gobierna la puerta del transistor del convertidor (conmutador) con el ciclo de trabajo adecuado. En la siguiente figura se muestran las principales formas de ondas que describe el lazo de control junto con las salidas obtenidas en el convertidor.

Como se puede observar, la señal de control $V_c(V)$ fija el límite del valor máximo de corriente en la inductancia del primario. Una vez que la corriente en la inductancia de primario alcanza el nivel definido por la señal de control, se produce un *reset* en la salida del biestable, poniendo a nivel bajo el *driver* de puerta y abriendo así el conmutador.

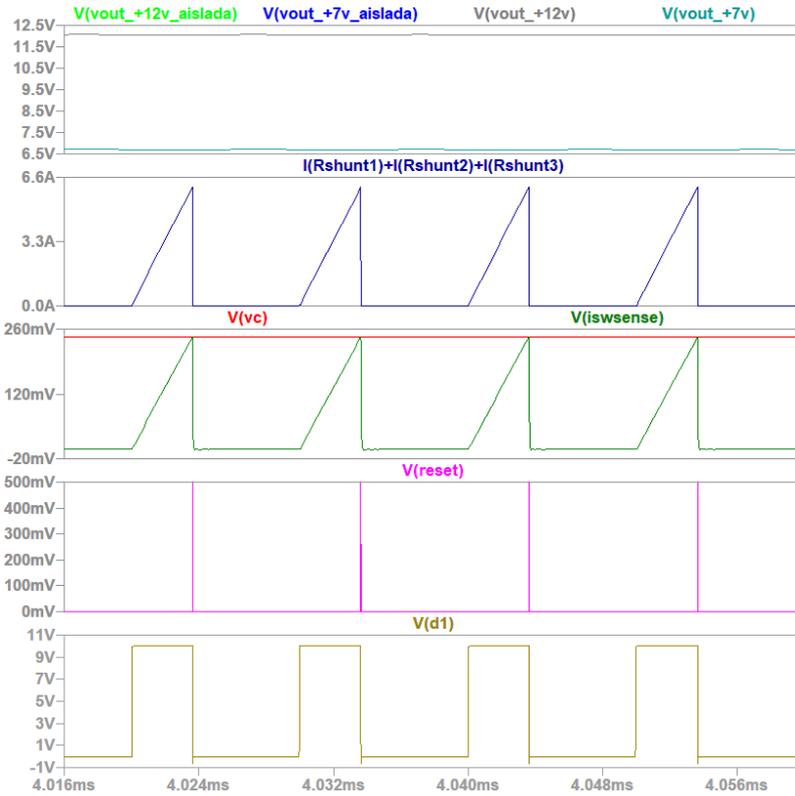


Figura 29. Salidas a 12V (una regulada) y 7V, rampa sensada I_{Rshunt} (A), tensión de rampa sensada $V_{I_{Rshunt}}$ (V), señal de control V_c (V), reset y señal de control de puerta V_d (V)

El circuito del lazo de control a implementar es el mostrado a continuación, con la señal d1 como señal de disparo resultante que va a la puerta del transistor (conmutador).

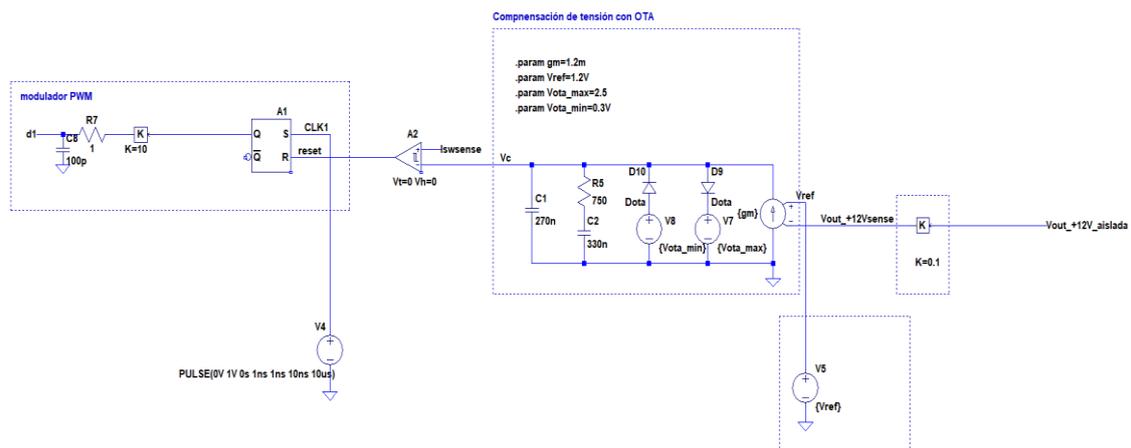


Figura 30. Lazo de control en modo corriente de pico

5.3 Evaluación de pérdidas y cálculo de eficiencia

A continuación se presentan las pérdidas debidas al transistor MOSFET y los diodos de potencia en los secundarios del transformador. Se calculan a partir de los datos obtenidos por simulación de las medidas de interés siguiendo las ecuaciones descritas en el apartado de pérdidas del capítulo 4. Por su parte las pérdidas del transformador están indicadas por el fabricante que ha implementado el diseño del anexo 9.1. Los resultados quedan recogidos en la siguiente tabla, considerando el punto de operacional nominal del convertidor con tensión de entrada de 12.5V.

$P_{\text{conducción}}(\text{W})$ Diodos 1 y 3	$P_{\text{conducción}}(\text{W})$ Diodos 2 y 4	$P_{\text{totales}}(\text{W})$ MOSFET	$P(\text{W})$ Transformador	TOTAL(W)
0.176044795	0.291581616	0.090611738	0.3	1.325864558

Tabla 2. Pérdidas de potencia en el transistor y diodos de potencia en los secundarios

Teniendo en cuenta que la potencia entregada total a la salida debe ser 12W repartida entre las cargas, unas pérdidas del 11% son aceptables.

Respecto a la eficiencia del convertidor, se calculan las potencias de entrada y salida con las tensiones y corrientes correspondientes obteniendo como resultado una eficiencia en torno al 82%. Este es un valor adecuado aunque optimista ya que no se están considerando las pérdidas a causa del *layout* de la placa en la que se monta el convertidor. Aun así, la eficiencia es clave para determinar la robustez del diseño y es un indicador de la necesidad de su continua revisión y posibles mejoras a realizar.

Los componentes seleccionados para la implementación de la planta del convertidor más el lazo de control son los que se recogen en el anexo “9.3 Componentes de potencia comerciales” así como los indicados en la lista de materiales del último anexo “9.5 Presupuesto”.

Las pérdidas en el transformador están basadas en los datos suministrados por un fabricante al cual se le ha solicitado un diseño específico para esta aplicación (no es un componente de catálogo). En el anexo 9.3 aparece el *datasheet* de dicho transformador.

Capítulo 6. Estudio de peor caso del diseño

6.1 Introducción al análisis de peor caso

Tras la realización de un diseño es conveniente y de gran utilidad hacer su estudio de peor caso o WCA, del inglés *Worst Case Analysis*. Este análisis determina el comportamiento de un circuito en condiciones extremas en cuanto la variación de valor en los componentes debida a distintas causas. Previo a la implementación física de un circuito, permite la localización de fallos respecto del punto de operación óptimo causados por factores como:

- Derivas debidas a las tolerancias iniciales, temperatura, envejecimiento o soldadura de los componentes del circuito.
- Efecto de los elementos parásitos internos de los componentes; por ejemplo, un amplificador operacional en su modelo real presenta tensión y corriente de *offset* así como corriente de polarización y el efecto de la ganancia en lazo abierto entre otros, que hacen que la característica del componente no sea ideal y existan derivas por valor a causa del efecto de dichas magnitudes.
- Variación de parámetros de funcionamiento del diseño que afectan al punto de operación del circuito, como pueden ser señales de alimentación, frecuencia de trabajo o ciclo de trabajo entre otros.

A la hora de realizar el WCA es importante tener en cuenta todos éstos en una simulación eléctrica del circuito en cuestión, así como las consideraciones concretas de cada aplicación. En ocasiones puede tratarse de la forma en que se modelan las señales de interés, AC o DC, en función de los componentes que actúan en el diseño, o la simulación en distintos puntos de trabajo en lugar de recurrir a barridos de corriente o tensión, por ejemplo. Además, es necesario tener en cuenta que no se darán los casos extremos del WCA siempre con seguridad (no todas las tolerancias y derivas se considerarán al mismo tiempo), pues son límites que aseguran que valores dentro del rango que definen garanticen un funcionamiento adecuado del circuito. Dichos límites de WCA sí consideran todas las tolerancias y derivas y por tanto son extremos fuera de los cuales el diseño no es adecuado.

Esta etapa de justificación como etapa final de diseño no siempre tiene cabida en la temporización de proyectos reales. Sin embargo, es importante que cada diseñador tome el tiempo oportuno para realizar este análisis ya que se pueden detectar modos de fallo o errores no conocidos anteriormente, sobre los cuales trabajar en un rediseño que asegure una validación exitosa, asegurando la fiabilidad del diseño final y reduciendo en ocasiones costes en el presupuesto. En MAHLE *Eletronics* se procede así en cada proyecto.

El objetivo de este capítulo es llevar a cabo el WCA del convertidor *flyback*, de acuerdo a lo siguiente:

- Considerando las tolerancias iniciales, por temperatura, envejecimiento y soldadura de los componentes del circuito. Como se explica más adelante, no siempre se obtienen los



datos necesarios de tolerancia por parte del fabricante y es por ello que habrá componentes en este diseño de los que no se tengan en cuenta algunos tipos de derivas.

- Estudio del efecto en las salidas según dichas tolerancias y derivas.
- Estudio del efecto en las salidas al variar la tensión de entrada en el rango definido en los requisitos de diseño.
- Evaluación de pérdidas de potencia en los diodos de los bobinados secundarios y el conmutador. Evaluación total de las pérdidas considerando las del transformador indicadas por el fabricante.
- Estudio de la eficiencia del convertidor y cómo se ve afectada por las variaciones de la tensión de entrada y los valores de los componentes de éste.
- Identificación y WCA para magnitudes del convertidor no relacionadas directamente con la fluctuación de las tensiones de salida, determinación del ciclo de trabajo mínimo y máximo para la frecuencia de conmutación fijada en los requisitos de diseño.

6.2 Información previa al WCA

Antes de realizar el WCA es necesario recopilar una serie de información, así como organizar la forma en la que se va a proceder con el análisis. En primer lugar, se debe determinar las condiciones de trabajo, así como la funcionalidad requerida del circuito. Una vez se realizan los esquemáticos correspondientes, se deben localizar los componentes susceptibles de variar su valor debido a tolerancias iniciales y derivas por temperatura, envejecimiento y soldadura, además de identificar aquellos componentes que no tendrán variación de valor, pero sí tolerancias en su modelo real que afecten al punto de operación nominal del circuito, o a señales y salidas determinantes de éste. En este punto, se deben modelar todos aquellos componentes con los que esto suceda, como puedan ser circuitos integrados, amplificadores operacionales, puertas lógicas, fuentes de alimentación, etc. Todo ello podrá realizarse con la información proporcionada por los fabricantes (extraíble de parámetros o de gráficas), aunque en ocasiones, como se ha dicho antes, no se tienen todos los datos o parámetros de interés.

Tras el modelado e identificación de desviaciones respecto del valor nominal de los componentes se debe mantener una base de datos actualizada para poder recurrir a ella siempre que sea necesario en el análisis de otros circuitos.

Con la información recopilada es el momento de desarrollar un plan para el WCA. Conocido el funcionamiento del circuito y las condiciones de simulación (tensiones y/o corrientes de entrada) se elige el método para el análisis de peor caso del circuito definiendo el alcance y parámetros limitantes. En el siguiente apartado están descritos los principales métodos de análisis.

El procedimiento de trabajo cuando se desarrolla el análisis de peor caso es el mostrado en el siguiente esquema con la información proporcionada en [11].

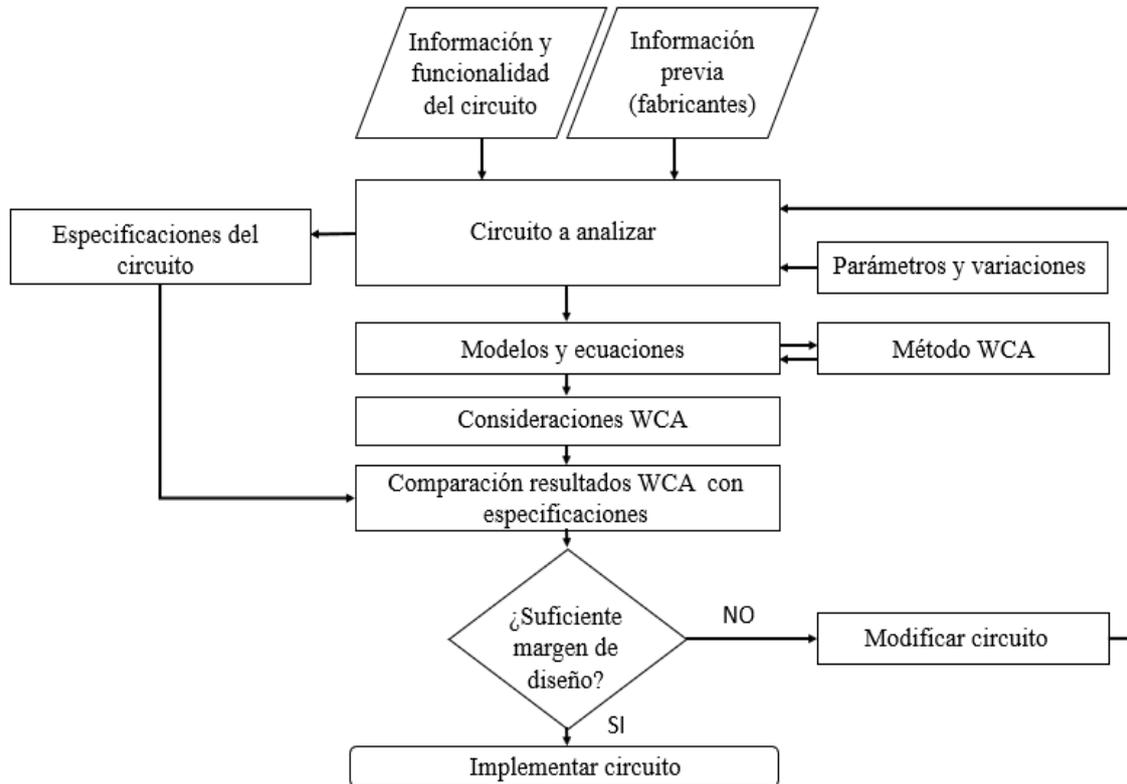


Figura 31. Diagrama del procedimiento de análisis WCA

6.3 Tipos de análisis: método de Montecarlo

En este apartado se define un procedimiento general para realizar el WCA y la metodología elegida, introduciendo los métodos más utilizados para realizar el estudio de peor caso.

Existen tres opciones diferentes de análisis para desarrollar los cálculos del peor caso. Los dos primeros métodos son analíticos: EVA (*Extreme Value Analysis*) o método del valor absoluto y el método RSS (*Root Sum Square*); mientras que el último, el método de Montecarlo (MC), se desarrolla por simulación y es el seleccionado en este caso. Los dos primeros no son desarrollados en esta memoria, aunque sí se presentan las diferencias de cada uno en comparación con el método de Montecarlo [12].

Con el método EVA no se requieren entradas estadísticas para el cálculo de parámetros del circuito y en la base de datos de los componentes sólo son necesarios los valores de variación extremos, con lo que los resultados del análisis son poco realistas y de valor límite, siendo los más pesimistas. En el caso de que falle el circuito no hay suficiente información para hacer un rediseño el mismo, ya que no es posible identificar la fuente de fallo.

El método RSS proporciona resultados más realistas, proporcionando más información para poder modificar el circuito en caso de fallo. Sin embargo, las desviaciones de valor de los componentes necesitan ser modeladas estadísticamente con sus correspondientes funciones de distribución.

Por su parte, el método de Montecarlo es el que proporciona los resultados más realistas. Siendo un método de análisis por simulación, con él se obtiene la información necesaria para mitigar un fallo en el comportamiento del circuito. Es necesario conocer con detalle la funcionalidad requerida para el diseño, las fuentes de variabilidad del circuito y los parámetros

en cuanto a tolerancias y derivas de los componentes susceptibles de variación. Se implementan funciones de distribución estadísticas, uniforme y gaussiana, para el cálculo total del valor de los componentes y parámetros variables. Por ello, uno de los principales inconvenientes es el largo tiempo que requieren las simulaciones ya que se trata con grandes cargas computacionales dependiendo del diseño que se esté tratando.

Dado que los métodos EVA y RSS suponen gran cantidad de cálculos analíticos, a medida que aumenta la complejidad de un circuito, llega un punto en el que utilizarlos deja de ser una opción eficiente. Por su parte, con MC se pueden obtener resultados para un gran número de simulaciones a partir de diversas funciones estadísticas que permiten el cálculo del valor de peor caso de funcionamiento, aunque sea un proceso de simulación lento.

El número de simulaciones a realizar dependerá de la carga computacional que el ordenador en cuestión sea capaz de admitir, así como del propio simulador. Además, también dependerá de la complejidad del circuito. Por ello, es necesario encontrar los límites del método, aun estableciendo un número considerable de simulaciones para obtener unos resultados representativos y realistas de la variación del diseño respecto del punto de operación nominal. Cuanto mayor es el número de simulaciones, mejor será la precisión obtenida en los resultados, pudiéndose evaluar un mayor número de puntos de funcionamiento para el circuito. Se comentará este punto en el diseño particular de este trabajo más adelante.

En WCA con el método MC, los componentes o elementos afectados normalmente son los que aparecen en la siguiente tabla. En ella se presentan algunas de las principales fuentes de variación y parámetros afectados para el tipo de componente al que pertenecen de manera general, en la simulación de este trabajo se detallan las consideraciones pertinentes en el anexo “9.4 Archivo de simulación WCA con el método de Montecarlo”, donde se presenta el archivo de simulación creado para este diseño.

Tipo de componente	Fuente de variación	Parámetro afectado
Transistores BJT y MOSFET	Temperatura Radiación	Ganancia (bias), tensión Base-Emisor (bias), corriente de salida Colector-Base(bias), resistencia de on en Drenador (bias), tensión threshold (bias), tensión Colector.Emisor (saturación) (aleatoria y bias).
Diodos (rectificación, conmutación)	Temperatura Radiación	Tensión forward (bias), tiempo de almacenamiento(bias) y corriente de inversa(bias)
Diodos Zener	Temperatura	Tensión Zener (bias, a veces aleatoria)
Resistencias	Temperatura Humedad Envejecimiento Soldadura	Resistencia (bias, aleatoria, bias y aleatoria)
Condensadores	Temperatura Envejecimiento Soldadura Humedad	Capacidad (bias y/o aleatoria), ESR (bias), factor de disipación (bias, no lineal), coeficiente de tensión.

Circuitos integrados lineales (IC)	Radiación Temperatura	Tensión y corriente de offset (aleatoria), ganancia en lazo abierto (bias), tensión y corriente de offset (aleatoria y bias), y ganancia en lazo abierto aleatoria(bias)
IC digitales	Temperatura	Retardo propagado (bias)
Magnéticos (fuerte dependencia con el material)	Temperatura Envejecimiento Soldadura	Densidad de saturación de flujo (bias), permeabilidad (bias) y pérdidas del núcleo (bias, no lineal, no monótono),
Relés	Temperatura	Pull in/Dropo ut A/V (bias), resistencia de contacto (bias, efecto secundario) y contacto mecánico(bias)

Tabla 3. Componentes eléctricos y fuentes de variación [11]

De acuerdo con esta tabla, cada componente del circuito en cuestión tendrá un valor final según las tolerancias presentes y dadas por el fabricante. Para el cálculo del valor final del componente se recurre a la definición de las funciones de distribución uniforme o gaussiana que contemplan dichas tolerancias.

Cada fabricante puede proporcionar dicha información de diversas maneras. Las formas de expresar las tolerancias suelen ser tres (para cualquier tipo de variación; valor del componente, variación con la temperatura, por envejecimiento, etc):

- Tolerancia dada en un rango: el fabricante proporciona el máximo y mínimo entre los que se encuentra el valor nominal del componente teniendo en cuenta la tolerancia.
- Tolerancia expresada como error absoluto: el fabricante proporciona un valor fijo que sumar (o restar) al valor nominal del componente.
- Tolerancia dada como un porcentaje del valor del componente: el fabricante proporciona dicha variación en porcentaje para sumar o restar al valor nominal del componente.

Respecto de las funciones utilizadas para realizar los cálculos del valor final que toma el componente (valor nominal más desviaciones por las distintas tolerancias) se recurre a una distribución uniforme para la tolerancia inicial del valor, gaussiana 3σ para la variación con la temperatura y 6σ para variación por envejecimiento y soldadura. De este modo, tiene mayor peso en la suma total la tolerancia inicial con la distribución uniforme.

En el anexo “9.4 Archivo de simulación WCA con el método de Montecarlo” se presenta cómo se implementan las directivas en el script de simulación para realizar los distintos cálculos.

6.3.1 Funciones definidas para la distribución uniforme

Según la manera del fabricante de expresar la tolerancia inicial de los componentes, se definen las siguientes funciones:

Distribución Uniforme	
Rango Max-Min	Tolerancia con distribución uniforme. Tolerancia expresada como parámetro dentro de un rango (L) .func UDL(min, max) { if(MCA==1, flat(max-(max+min)/2), 0) }
Error Absoluto	Tolerancia con distribución uniforme. Tolerancia expresada como error absoluto (E) .func UDE(bias, err) { if(MCA==1, bias+flat(err), bias) }
Porcentaje	Tolerancia con distribución uniforme. Tolerancia expresada como porcentaje (T) .func UDT(bias, tol, nom) { if(MCA==1, bias+flat(nom*tol/100), bias) }

Figura 32. Funciones de distribución uniforme: cálculo con tolerancia inicial

En el archivo de simulación se utiliza el parámetro MCA (Montecarlo Análisis) para activar las tolerancias. En el caso de que este parámetro se fije a “0” cada componente tendrá como valor resultante su valor nominal por defecto únicamente.

En la primera función, cuando se activa MCA, la tolerancia se calcula como una distribución uniforme de la mitad superior del rango en que se define la misma ($flat(max-(max+min)/2)$). La función $flat(x)$ está incluida como comando a utilizar en Ltspice y proporciona un valor aleatorio siguiendo una distribución uniforme en el rango $[-x, +x]$. Si $MCA=0$, entonces el valor de la tolerancia inicial es cero y no será sumada en el cálculo del valor final del componente.

En la segunda función, cuando la tolerancia viene definida como error absoluto y $MCA=1$, la tolerancia inicial se calcula como la suma del valor $bias$ dado por el fabricante más la distribución uniforme del error ($bias+flat(err)$). En caso de que no esté activado el parámetro MCA, la tolerancia será añadida al valor final del componente como valor $bias$.

Por último, se utilizará la definición de la tercera función cuando la tolerancia inicial venga proporcionada en porcentaje según el fabricante. Si $MCA=1$, se calcula del mismo modo que la función anterior dividiendo el porcentaje por 100 ($bias+flat(nom*tol/100)$). En caso contrario, si $MCA=0$, la tolerancia tendrá como valor el $bias$ proporcionado en la hoja de características del componente.

6.3.2 Funciones definidas para la distribución normal o gaussiana

Por otra parte, el cálculo de tolerancias debidas a variación con la temperatura se realiza con distribución normal 3σ mientras que para el envejecimiento y la soldadura es con distribución normal 6σ como se comenta anteriormente en el documento.

Las funciones utilizadas son definidas como se muestra en la siguiente figura:

Distribución Normal (3sigma)	
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como parámetro en un rango con valor 3*sigma (L)	.func NDL3s(min, max) { if(MCA==1, gauss((max-(max+min)/2)/3), 0) }
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como error absoluto 3*sigma (E)	.func NDE3s(bias, err) { if(MCA==1, bias+gauss(err/3), bias) }
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como porcentaje 3*sigma (T)	.func NDT3s(bias, tol, nom) { if(MCA==1, bias+gauss((nom*tol/100)/3), bias) }

Figura 33. Funciones de distribución normal 3σ : cálculo de tolerancia por temperatura

De igual modo, las tres funciones definidas atienden a según se expresa la tolerancia con la temperatura y la consideración de ésta depende de si el parámetro MCA está activado o no (“1” o “0” respectivamente).

Para estas funciones se recurre a la función interna de Ltspice $gauss(x)$; con la que se toma un valor de distribución gaussiana de valor $x\sigma$.

En la primera función la tolerancia se calcula como valor aleatorio de una distribución gaussiana de un tercio de la mitad superior del rango en que se define ($gauss((max-(max+min)/2)/3)$), si MCA=1; si no, tendrá valor nulo.

En la segunda función se calcula como valor aleatorio de una distribución gaussiana de un tercio del error proporcionado por el fabricante más el valor $bias$ ($bias+gauss(err/3)$). Si MCA=0, el valor de la tolerancia por temperatura será el valor de $bias$.

La tercera función se calcula de igual modo que la anterior, aplicando el porcentaje de la tolerancia al valor nominal como parámetro pasante de la función $gauss(x)$ ($bias+gauss((nom*tol/100)/6)$).

Para el caso en que se utiliza distribución normal 6σ (desviación por envejecimiento o soldadura) se definen las funciones de la misma forma que para el caso 3σ , salvo porque se divide por 6 en cada caso.

Distribución Normal (6sigma)	
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como parámetro en un rango con valor 6*sigma (L)	
<code>.func NDL6s(min, max) { if(MCA==1, gauss((max-(max+min)/2)/6), 0) }</code>	
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como error absoluto 6*sigma (E)	
<code>.func NDE6s(bias, err) { if(MCA==1, bias+gauss(err/6), bias) }</code>	
Tolerancia con distribución Normal (Gaussiana). Tolerancia expresada como porcentaje 6*sigma (T)	
<code>.func NDT6s(bias, tol,nom) { if(MCA==1, bias+gauss((nom*tol/100)/6), bias) }</code>	

Figura 34. Funciones de distribución normal 6σ : cálculo de tolerancia por envejecimiento o soldadura

6.3.3 Cálculo del valor final del componente y nomenclatura seguida

Para expresar el valor final como suma del valor nominal del componente más las desviaciones propias según su tipo (y según vengán expresadas) se utiliza la nomenclatura mostrada en la siguiente tabla:

Valor Nominal				
"nombre"_nom				
Tolerancias/Derivas				
	Inicial(i)	Temperatura(t)	Envejecimiento(a)	Soldadura(s)
Max-Min Rango (L)	"nombre"_i_L	"nombre"_t_L	"nombre"_a_L	"nombre"_s_L
Error Absoluto(E)	"nombre"_i_E	"nombre"_t_E	"nombre"_a_E	"nombre"_s_E
Porcentaje(T)	"nombre"_i_T	"nombre"_t_T	"nombre"_a_T	"nombre"_s_T
Valor final = Valor Nominal + Tolerancias				

Tabla 4. Nomenclatura de tolerancias y valor final

6.4 Tolerancias, derivas, modelos y parámetros de configuración

En el diseño de este convertidor se han considerado las tolerancias indicadas a continuación respecto del valor nominal:

- Tolerancia inicial del 10% para la tensión de entrada (para cada valor: 9V, 12.5V y 16V).
- Tolerancia inicial del 1% para todas las resistencias indicada por el fabricante.
- Variación con la temperatura para las resistencias de 100ppm indicada por el fabricante.
- Variación por envejecimiento para las resistencias de 0.18% indicada por el fabricante.
- Variación por soldadura para las resistencias del 1% indicada por el fabricante.
- Tolerancias iniciales para los condensadores del 20% y del 10%, indicada por el fabricante según el condensador.
- Variación con la temperatura del 15% para algunos de los condensadores, indicada por el fabricante.
- Tolerancias iniciales del 20% para las bobinas del transformador, establecido por diseño.

Respecto a los modelos reales utilizados, encontramos los de los diodos de los bobinados secundarios, el del diodo Zener y el diodo del circuito de fugas en el primario, así como el del conmutador. O bien dado por el fabricante, o asumido por diseño, se tiene:

- Para el conmutador: resistencia de encendido de $1\text{m}\Omega$, resistencia de apagado de $10\text{M}\Omega$, tensión limitante entre 0V y 0.5V.
- Diodo Zener para el circuito de fugas: resistencia de conducción de $1\text{m}\Omega$, resistencia de corte de $10\text{M}\Omega$, tensión de forward de 0.3V y tensión de inversa de 12V.
- Diodo para circuito de fugas: resistencia de conducción de $1\text{m}\Omega$, resistencia de corte de $10\text{M}\Omega$, tensión de forward de 0.3V.
- Diodos de las salidas, en los secundarios: resistencia de conducción de $18.75\text{m}\Omega$, resistencia de corte de $10\text{M}\Omega$, tensión de forward de 0.7V.
- Diodos utilizados en el modelo de amplificador operacional de transconductancia (OTA) en el circuito de control: resistencia de conducción de $10\text{m}\Omega$, resistencia de corte de $10\text{M}\Omega$, tensión de forward de 0.3V.

Por otra parte, para la configuración de la simulación se ha utilizado un tiempo máximo de 5ms, con un tiempo inicial de medida de 4ms, a partir del cual tomar las distintas medidas de tensión y corriente del circuito. Las medidas se tomarán desde los 4ms hasta terminar los 5ms de simulación, una vez que las salidas han sido reguladas por el lazo de control.

En cuanto al número de simulaciones, se ha determinado que un valor óptimo con el que obtener suficiente información del WCA es 100. La carga computacional de la simulación de este circuito es elevada ya que incluye un transformador y contiene numerosas medidas en distintos puntos del circuito. El tiempo de procesamiento de éstas también influye en la duración de la simulación. De este modo, se establece el límite del método habiendo probado a simular con un número de simulaciones mayor sin conseguir resultados debidos a la carga computacional existente.

6.5 Resultados del análisis de peor caso del convertidor flyback

Como parte final del capítulo, se evalúa la tolerancia de las salidas del convertidor según la variación de la tensión de entrada y la variación de valor de los componentes, y además el efecto que existe sobre las pérdidas de potencia en los distintos casos de configuración de entrada.

Mediante el archivo de simulación mostrado en el anexo 9.4 se recogen los datos de todas las medidas de interés (tabla 1).

6.5.1 Efecto en las salidas: variación de tensión de entrada y tolerancias

Caso 1: tensión de entrada nominal a 12.5V

En este primer caso se considera el punto nominal de trabajo del convertidor, con una entrada de 12.5V. Las salidas obtenidas sin considerar ningún tipo de tolerancia o deriva en el valor de los componentes son las mostradas a continuación:

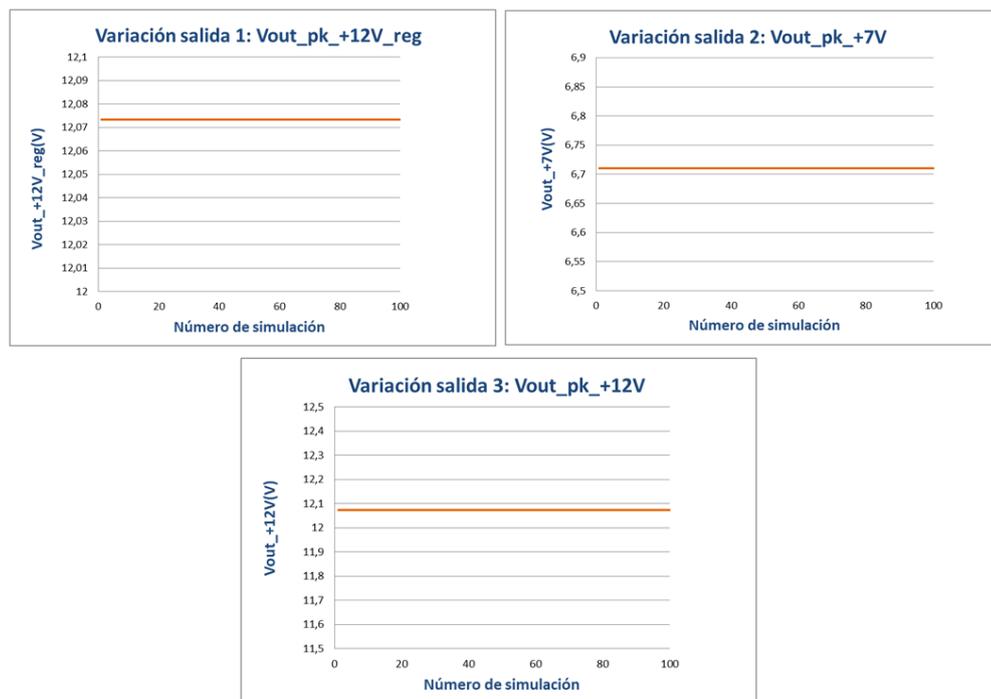


Figura 35. Salidas del convertidor: 12V regulada (arriba izq., 7V y 12V sin regular (arriba drcha. y abajo)

En la figura anterior se observan la primera salida de 12V, regulada por el control, la segunda de 7V cuyo valor está en 6.67V y la tercera de 12V no regulada (la cuarta salida de 7V es igual que la segunda). Todas las representaciones corresponden a la medida de pico de las salidas y de acuerdo al diseño realizado en el capítulo 5 se obtienen valores de salida adecuados.

Una vez comprobado el punto de operación nominal del circuito, se estudia el caso de principio de vida con tolerancia inicial (BOL@25°C) correspondiente a cada componente y la tensión de entrada como se ha explicado en apartados anteriores del presente capítulo.

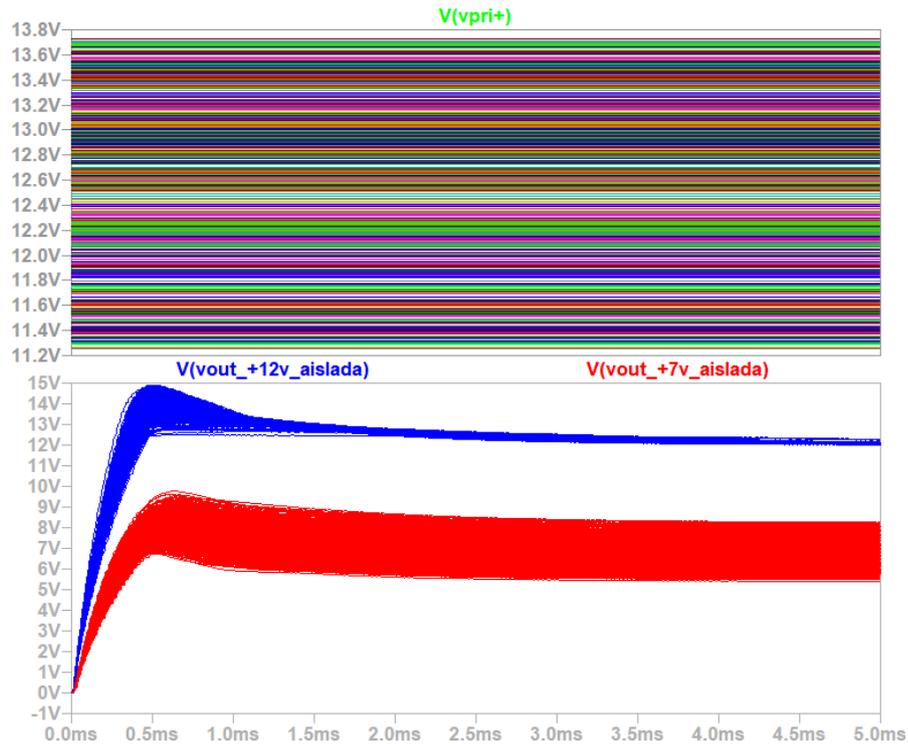


Figura 36. Variación de la señal de entrada con tolerancia inicial y salidas de 12V regulada y 7V

Como se ha comentado antes, se configura el método de Montecarlo con 100 simulaciones (aunque lo ideal sería tener un número de simulaciones de en torno a 5000) debido a la alta carga computacional que supone para el simulador. Las salidas obtenidas presentan variaciones, tal y como cabe esperar, y dichas variaciones son representadas mediante un histograma cuyas clases corresponden a la tensión de salida medida. De este modo se puede ver cuantas muestras (simulaciones) comparten el mismo valor de salida o cuánto difieren unas de otras con mayor claridad. Las tres siguientes figuras muestran la variación de cada salida (medida de pico) respecto del punto nominal (sin tolerancias a temperatura ambiente) mostrado en las gráficas anteriores, junto con su histograma correspondiente.

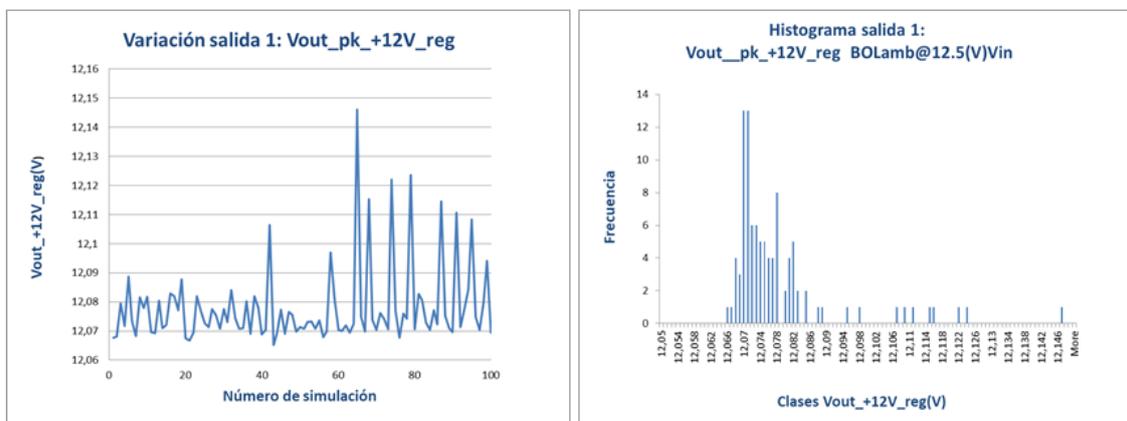


Figura 37. Salida 12V regulada en operación nominal e histograma

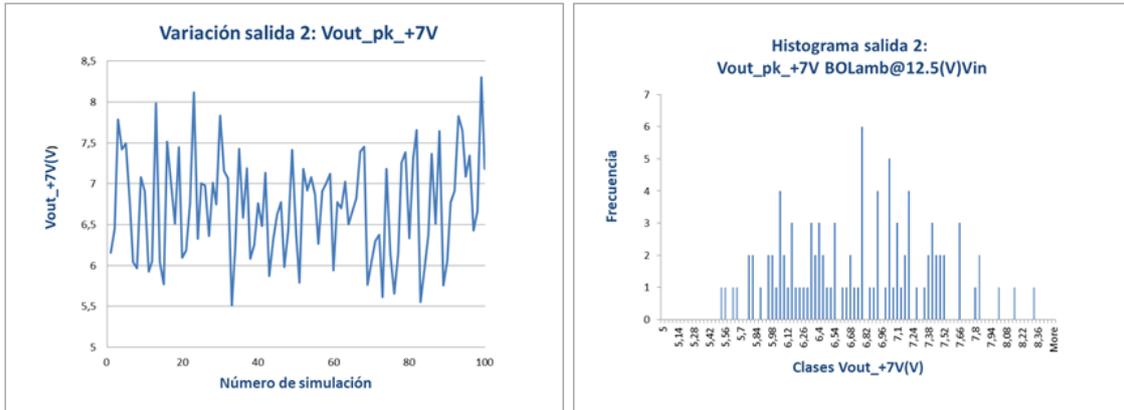


Figura 38. Salida 7V en operación nominal e histograma

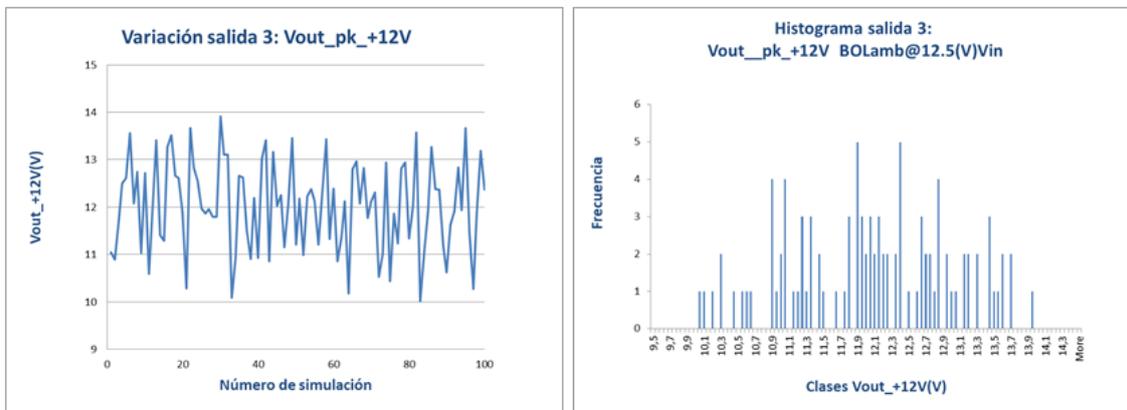


Figura 39. Salida 12V no regulada en operación nominal e histograma

Con la representación de los histogramas se aprecia cierta distribución gaussiana de la tensión de salida alrededor de un valor central, aunque es cierto que las muestras no siguen la forma típica de la distribución normal de la manera más fiel. Este hecho es consecuencia del número de simulaciones utilizado. Si se hubiera podido utilizar un número mucho más elevado, habría un mayor número de puntos representados en el histograma y por tanto mayor precisión en los resultados.

Para los casos de simulación con entrada de tensión a 12.5V y considerando todas las tolerancias y derivas, final de vida a baja y alta temperatura (EOL@-40°C y EOL@85°C), se procede de igual manera. Por eso, se recogen los valores mínimos y máximos recogidos de cada salida, para cada caso de simulación, en las tablas a continuación:

Nom.Op. @Vin: 12.5V		BOL(25°C) @Vin:12.5V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,07336	Min.	12,06516
Max.	12,07336	Max.	12,14607
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	6,710515	Min.	5,511657
Max.	6,710515	Max.	8,304512
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	12,07336	Min.	10,01177
Max.	12,07336	Max.	13,91715

Tabla 5. Resultados de las salidas en el punto nominal y principio de vida para $V_{in} = 12.5V$

EOL(85°C) @Vin:12.5V		EOL(-40°C) @Vin:12.5V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,0653	Min.	12,06556
Max.	12,14636	Max.	12,1462
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	5,512552	Min.	5,512566
Max.	8,30503	Max.	8,304454
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	10,01191	Min.	10,01235
Max.	13,91726	Max.	13,91763

Tabla 6. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 12.5V$

De los 4 casos, las salidas presentan como extremos los siguientes valores junto con las tolerancias por encima y por debajo del valor nominal:

VARIACION DE LAS SALIDAS @Vin:12.5V		Tolerancia(%) de la salida respecto del valor nominal	
Vout1: 12V regulada		Vout1: 12V regulada	
Min.	12,06516		0,067918127
Max.	12,14636		0,604636986
Vout2: 7V		Vout2: 7V	
Min.	5,511657		17,86536503
Max.	8,30503		23,76144007
Vout3: 12V no regulada		Vout3: 12V no regulada	
Min.	10,01177		17,07552827
Max.	13,91763		15,27553225

Tabla 7. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 12.5V$

Dados los resultados se observa que la salida que presenta menor tolerancia de salida frente a las variaciones de valor de los componentes es la salida de 12V regulada, como debe ser, ya que el lazo de control ajusta constantemente el valor de esta salida (con valor nominal de 12.07V). La salida de 7V tendrá como valor mínimo 6.67V -17.9% y como valor máximo 6.67V+23.8% (al igual que la cuarta salida del convertidor, de 7V también), siendo la salida que mayor tolerancia presenta con entrada de 12.5V. Finalmente, la salida de 12V no regulada tiene como valor mínimo 12.07-17.1% y como máximo 12.07+15.3%.

Caso 2: tensión de entrada mínima de 9V

Siguiendo el mismo proceso, y considerando todos los casos los resultados según el punto nominal y tolerancias iniciales y distintas derivas se tiene:

Nom.Op. @Vin: 9V		BOL(25°C) @Vin:9V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,07899	Min.	12,0696
Max.	12,07899	Max.	12,29164
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	6,71377	Min.	5,513964
Max.	6,71377	Max.	8,34049
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	12,07899	Min.	10,01656
Max.	12,07899	Max.	13,92618

Tabla 8. Resultados de las salidas en el punto nominal y principio de vida para $V_{in} = 9V$

EOL(85°C) @Vin:9V		EOL(-40°C) @Vin:9V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,06947	Min.	12,06975
Max.	12,28699	Max.	12,28797
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	5,51459	Min.	5,514565
Max.	8,342584	Max.	8,34115
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	10,01635	Min.	10,01682
Max.	13,92556	Max.	13,92624

Tabla 9. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 9V$

Como resultado entre los cuatro casos:

VARIACION DE LAS SALIDAS @Vin:9V		Tolerancia(%) de la salida respecto del valor nominal	
Vout1: 12V regulada		Vout1: 12V regulada	
Min.	12,06947	0,078814537	
Max.	12,29164	1,760494876	
Vout2: 7V		Vout2: 7V	
Min.	5,513964	17,8708237	
Max.	8,342584	24,26079535	
Vout3: 12V no regulada		Vout3: 12V no regulada	
Min.	10,01635	17,07626217	
Max.	13,92624	15,29308328	

Tabla 10. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 9V$

En este segundo caso se advierte tolerancias parecidas al caso anterior (tabla 7) para las salidas de 7V y 12V sin regular. Sin embargo el valor máximo de tensión de salida regulada presenta una tolerancia de +1.8%, aumentando respecto del caso 1 con tensión de entrada de 12.5V.

Caso 3: tensión de entrada mínima de 16V

Por último, con tensión de entrada máxima se obtienen los siguientes resultados:

Nom.Op. @Vin: 16V		BOL(25°C) @Vin:16V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,07033	Min.	12,06278
Max.	12,07033	Max.	12,13616
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	6,708765	Min.	5,510847
Max.	6,708765	Max.	8,300607
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	12,07033	Min.	10,00944
Max.	12,07033	Max.	13,91403

Tabla 11. Resultados de las salidas en el punto nominal y principio de vida para $V_{in} = 16V$

EOL(85°C) @Vin:16V		EOL(-40°C) @Vin:16V	
V_OUT1_MAX (V)		V_OUT1_MAX (V)	
Min.	12,06339	Min.	12,0633
Max.	12,13621	Max.	12,13594
V_OUT2_MAX (V)		V_OUT2_MAX (V)	
Min.	5,511451	Min.	5,511527
Max.	8,300885	Max.	8,300607
V_OUT3_MAX (V)		V_OUT3_MAX (V)	
Min.	10,01005	Min.	10,01021
Max.	13,91349	Max.	13,91351

Tabla 12. Resultados de las salidas en el final de vida para $V_{in} = 16V$

Y en conjunto en todas las condiciones ambientales:

VARIACION DE LAS SALIDAS @Vin:16V		Tolerancia(%) de la salida respecto del valor nominal
Vout1: 12V regulada		Vout1: 12V regulada
Min.	12,06278	0,062550071
Max.	12,13621	0,473715104
Vout2: 7V		Vout2: 7V
Min.	5,510847	17,85601374
Max.	8,300885	23,73193874
Vout3: 12V no regulada		Vout3: 12V no regulada
Min.	10,00944	17,07401537
Max.	13,91403	15,27464452

Tabla 13. Tolerancia de las salidas con $V_{in} = 16V$

En este último caso, para la salida de 12V regulada se tiene una tolerancia para valor mínimo menor que con 9V y un poco menor que con tensión de entrada nominal. En cuanto a la tolerancia para calcular el valor máximo, este es el caso en el que menos varía respecto del valor nominal. Las otras dos salidas mantienen tolerancias parecidas en todos los casos. A pesar de haber pequeñas diferencias, las tolerancias en las salidas en términos de la variación de entrada son muy parecidas.

Obteniendo los valores mínimos y máximos de las salidas en todo el rango de tensión de entrada (a partir de las tablas 7,10 y 13) se tiene:

NOM (V)		Tolerancia(%) de la salida respecto del valor nominal en el rango completo de Vin	
12,07	Vout1: 12V regulada	Vout1: 12V regulada	
	Min.	12,06278	0,05981773
	Max.	12,29164	1,836288318
6,71	Vout2: 7V	Vout2: 7V	
	Min.	5,510847	17,87113264
	Max.	8,342584	24,33061103
12,07	Vout3: 12V no regulada	Vout3: 12V no regulada	
	Min.	10,00944	17,07174814
	Max.	13,92624	15,37895609

Tabla 14. Tolerancias de las salidas en todo el rango de tensión de entrada

6.5.2 Efecto del WCA sobre las pérdidas y la eficiencia del convertidor

Por último se presentan los rangos existentes para las pérdidas en los componentes de potencia así como la variación de la eficiencia del convertidor en todo el rango de tensión de entrada.

En la primera tabla a continuación se recogen las pérdidas de los componentes en todas las condiciones ambientales:

Vin(V)	Valor	P_totales NOM(W)	P_totales BOL(25°C)(W)	P_totales EOL(85°C)(W)	P_totales EOL(-40°C)(W)
9	Min.	1,343972222	1,205763741	1,203134534	1,205358437
	Max.	1,343972222	1,541184891	1,542587263	1,543947708
12.5	Min.	1,325864558	1,196134304	1,195980581	1,195968355
	Max.	1,325864558	1,505046173	1,506361519	1,507682366
16	Min.	1,31581966	1,189975628	1,189797203	1,189693005
	Max.	1,31581966	1,488275902	1,489468307	1,490772679

Tabla 15. Pérdidas para el rango de tensión de entrada y según condiciones ambientales

Como resultado se tiene el siguiente rango de pérdidas:

Ptotales (W) en todo el rango de Vin	
Min.	1,189693005
Max.	1,543947708

Tabla 16. Pérdidas de los componentes de potencia en todo el rango de tensión de entrada

Con estos resultados se puede afirmar que la aproximación de pérdidas realizada en la etapa de diseño está dentro de los valores esperados, aun a falta de considerar otras pérdidas por el proceso de *layout*.

Respecto a la eficiencia, se obtienen los siguientes resultados:

Vin(V)	Valor	Eficiencia NOM(%)	Eficiencia BOL(25°C)(%)	Eficiencia EOL(85°C)(%)	Eficiencia EOL(-40°C)(%)
9	Min.	81,63408429	81,14240448	81,018279	81,24704531
	Max.	81,63408429	76,16947245	76,20394935	76,29065292
12.5	Min.	82,10492938	81,52456851	81,38943981	81,59473494
	Max.	82,10492938	76,75846686	76,79387354	76,86649398
16	Min.	82,38050601	81,72730673	81,60734606	81,78334979
	Max.	82,38050601	77,04970542	77,08826901	77,16395168

Tabla 17. Eficiencia para el rango de tensión de entrada y según condiciones ambientales

El rango final obtenido de todos los casos anteriores es:

Eficiencia (%) en todo el rango de Vin	
Min.	76,16947245
Max.	82,38050601

Tabla 18. Tabla 19. Eficiencia en todo el rango de tensión de entrada



Una eficiencia comprendida entre el 76% y el 82% es un resultado satisfactorio ya que se encuentra dentro del rango de eficiencia que los convertidores *flyback* suelen presentar (75-85%).

Capítulo 7. Conclusiones y vías futuras de trabajo

El trabajo realizado abarca dos etapas diferenciadas: la etapa de diseño y la de justificación con la realización del estudio de peor caso. Los objetivos fijados al comienzo del proyecto se alcanzan gracias a un diseño preciso y, cumpliendo con las especificaciones preestablecidas, se destaca:

- Diseño del convertidor *flyback* de 4 salidas en modo de operación discontinua. Dos de las salidas con valor de 12V y 7V aisladas galvánicamente, y siendo regulada la de 12V mediante un lazo de control en modo corriente de pico. Las dos salidas restantes tienen también valores de 12V y 7V.
- Tensión de entrada aceptada entre 9V y 16V, frecuencia de conmutación de 100kHz y ciclo de trabajo permitido entre el 29% y el 50% para asegurar que el convertidor trabaja en modo de conducción discontinua.
- Potencia máxima de salida entregada a cada carga de 3W, de acuerdo al diseño de salida equivalente realizado.
- Rango de eficiencia esperado el convertidor entre el 75 y 85%.

Con respecto a la propuesta inicial, no se estudia la regulación cruzada de carga ya que las tres salidas no reguladas de este convertidor tienen reguladores de tensión independientes para alimentar otros bloques funcionales dentro del convertidor DC/DC completo del proyecto. Por ello, en este trabajo el objetivo es estudiar la salida de 12V regulada por el lazo de control y garantizar la estabilidad del sistema con tolerancias aceptables de las salidas para todo el rango de tensión de entrada y a lo largo de la vida útil de los componentes en las distintas condiciones ambientales.

En cuanto al diseño del control en modo corriente de pico, cabe destacar que se ha diseñado un compensador de tipo II ya que el integrado así lo implementa; sin embargo, dada la función de transferencia del convertidor, bastaría con un compensador de tipo I dado el tipo de control seleccionado y el modo de operación del convertidor (MCD), haciendo el sistema estable de por sí, de primer orden. Con un solo condensador en la red de compensación para dar ganancia infinita a frecuencia cero y anular el error estático sería suficiente pues no se exige una dinámica específica para el convertidor.

Aun seleccionando el compensador de tipo II, el objetivo a cumplir es la estabilidad del sistema y la regulación adecuada de la tensión de salida deseada (de 12V), como se ha comentado antes, siempre que la velocidad de respuesta del sistema en lazo cerrado no sea excesivamente baja. Con este diseño se cumplen los márgenes de fase y de ganancia de manera holgada. El circuito

se ha implementado por simulación y en el circuito real de manera satisfactoria, aunque este trabajo se centra en el diseño y análisis del mismo por simulación.

Como detalle relevante del anexo del diseño del lazo de control (9.2), los diagramas de Bode del modelo de compensador se ven deformados. Este hecho se debe a la presencia de una resistencia frente a protección ESD en serie con la salida del amplificador operacional de transconductancia, y por la resistencia y capacidad de salida del amplificador.

De la segunda etapa del trabajo, estudio de peor caso de la fuente de alimentación diseñada, se destaca que:

- Se define la configuración para el método de Montecarlo como método de análisis de peor caso. Se establece el límite de simulaciones óptimo en 100, dada la carga computacional que presenta el circuito y se incluyen todas las tolerancias iniciales y desviaciones que los fabricantes de los distintos componentes proporcionan. En caso de no tener la información correspondiente a alguna tolerancia no se toma en consideración.
- La salida de 12V regulada presenta una tolerancia para su máximo valor inferior al 2% en el peor caso, lo cual es un resultado satisfactorio cumpliendo con el objetivo principal del diseño. El límite inferior de tensión se calcula con una tolerancia inferior al 0.1%, con efecto prácticamente imperceptible.
- Las salidas de 7V presentan tolerancias en torno al 24% en el peor caso para el cálculo de tensión máxima para dichas salidas y tolerancia para el valor mínimo del 17% aproximadamente.
- La cuarta salida de 12V presenta tolerancia para su valor máximo del 15.4% y del 17% para el cálculo de su valor mínimo.
- Las salidas de 7V y 12V no reguladas tendrán mejora en cuanto a tolerancias por la presencia de los reguladores independientes de cada una para la interconexión con los bloques funcionales que alimentan.
- El efecto de la variabilidad de valor de los componentes y la tensión de entrada dentro del rango definido por diseño sobre las pérdidas de los componentes de potencia es aceptable, se obtiene una tolerancia aproximada de $\pm 0.2W$ (expresada en valor absoluto).
- La eficiencia del convertidor no se ve afectada de manera relevante por la variación de la entrada y variabilidad de valor de los componentes del circuito: se tiene un rango de peor caso entre el 76% y el 82%, dentro de los márgenes que suele presentar la topología *flyback*.

Si bien es cierto que el número de simulaciones podría ser mucho más elevado para la obtención de mayor precisión en las medidas y resultados, las salidas del convertidor presentan unas tolerancias que permiten definir una buena calidad del diseño.

Teniendo en cuenta todas estas conclusiones, se puede afirmar que éste es un diseño robusto y sencillo, y que con su justificación se garantiza su correcto funcionamiento cumpliendo con las premisas iniciales a lo largo de la vida útil de los componentes, de acuerdo a los distintos fabricantes elegidos, y en condiciones de temperatura extremas.

Respecto del presupuesto fijado para este trabajo (véase el anexo 9.5) se desea comentar que está calculado de manera orientativa, al ser una pequeña parte dentro de un proyecto aún en desarrollo en MAHLE Electronics.

Como trabajo futuro, sería interesante encontrar unos límites de simulación más elevados con la intención de mejorar la precisión de los datos e ilustrarlos de manera que se reconozca la distribución gaussiana de los resultados con mayor claridad. Además, se espera corroborar los resultados de este trabajo mediante las pruebas de validación en placa del convertidor DC/DC.





Capítulo 8. Bibliografía

1. Carlos Maiocchi. "¿Qué es el aislamiento galvánico?". *Microtel*. [En línea] Junio de 2013. <http://www.microtel.com>.
2. ON Semiconductors. *"Switch-Mode Power Supply Reference Manual"*. 2014. SMPSRM/D.
3. Gabriel Garcerá Sanfelín, Emilio Figueres Amorós, Antonio Abellán García. *"Convertidores Conmutados: Circuitos de Potencia y Control"*. Valencia : Servicio de Publicaciones UPV. SPUPV-98.122.
4. Apuntes de la asignatura Convertidores Electrónicos de Potencia, UVP. Tema 1 "Convertidores DC/DC con aislamiento". Valencia : s.n., Curso 2018-2019.
5. Apuntes de la asignatura Convertidores Electrónicos de Potencia, UPV. Tema 2: "Diseño de Componentes Magnéticos". Valencia : s.n., Curso 2018-2019.
6. TOSHIBA. *Application Note: "MOSFET Gate Drive Circuit"*. 2018.
7. Apuntes de la asignatura Dispositivos Semiconductores, Universidad Carlos II de Madrid. Tema 2: "Dispositivos Semiconductores para la Electrónica de Potencia". Madrid : s.n.
8. Anónimo. *Capítulo 7: MOSFET para Conmutación de Potencia"*.
9. Apuntes de la asignatura Sistemas Electrónicos de Alimentación, Universidad de Oviedo . Lección 5: "El MOSFET de Potencia". Universidad de Oviedo : s.n.
10. Diodos. Curva característica y tensión umbral. *Ingelibre*. [En línea] Octubre de 2014. <http://www.ingelibreblog.wordpress.com>.
11. System Reliability Center. *Worst Case Circuit Analysis (WCCA)*. Roma : s.n.
12. Reliability Analysis Center . *"Worst Case Circuit Analysis Application Guidelines"*. Roma : s.n., 1993. CRTA-WCCA.
13. *"Enhanced OTA models improve design of feedback compensation networks"*. Alain Laprade. Julio, 2014, Vol. How to Power Today Newsletter.



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN



Capítulo 9. Anexos

9.1 Análisis y Cálculos de Diseño de la etapa de potencia de la fuente

Definición de unidades:

$$\mu\text{H} := 10^{-6}\text{H}$$

$$\text{nH} := 10^{-9}\text{H}$$

$$\mu\text{F} := 10^{-6}\text{F}$$

$$\mu\text{Wb} := 10^{-6}\text{Wb}$$

$$\text{m}\Omega := 10^{-3}\Omega$$

Requisitos

1- Tensión de entrada entre 9V y 16V

$$V_{\text{in_min}} := 9\text{V} \quad V_{\text{in_max}} := 16\text{V}$$

$$V_{\text{in_nom}} := V_{\text{in_min}} + \frac{V_{\text{in_max}} - V_{\text{in_min}}}{2}$$

$$V_{\text{in_nom}} = 12.5\text{V}$$

$$\Delta V_{\text{in}} := 150\text{mV}$$

2- Definición de las salidas

$$\text{Primera salida: } V_{\text{out}_1} := 12\text{V} \quad \Delta V_{\text{out}_1} := 150\text{mV} \quad P_{\text{out}_1\text{max}} := 3\text{W}$$

$$I_{\text{out}_1\text{max}} := \frac{P_{\text{out}_1\text{max}}}{V_{\text{out}_1}}$$

$$I_{\text{out}_1\text{max}} = 0.25\text{A}$$

Segunda salida: $V_{out_2} := 7V$ $\Delta V_{out_2} := 150mV$ $P_{out_2_max} := 3W$

$$I_{out_2_max} := \frac{P_{out_2_max}}{V_{out_2}}$$

$$I_{out_2_max} = 0.429A$$

Tercera salida: $V_{out_3} := 12V$ $\Delta V_{out_3} := 150mV$ $P_{out_3_max} := 3W$

$$I_{out_3_max} := \frac{P_{out_3_max}}{V_{out_3}}$$

$$I_{out_3_max} = 0.25A$$

Cuarta salida: $V_{out_4} := 7V$ $\Delta V_{out_4} := 150mV$ $P_{out_4_max} := 3W$

$$I_{out_4_max} := \frac{P_{out_4_max}}{V_{out_4}}$$

$$I_{out_4_max} = 0.429A$$

Salida única equivalente:

$$V_{out} := V_{out_1}$$

$$V_{out} = 12V$$

$$I_{out_max} := I_{out_1_max} + \frac{V_{out_2} \cdot I_{out_2_max}}{V_{out}} + \frac{V_{out_3} \cdot I_{out_3_max}}{V_{out}} + \frac{V_{out_4} \cdot I_{out_4_max}}{V_{out}}$$

$$I_{out_max} = 1A$$

$$P_{out_max} := V_{out} \cdot I_{out_max}$$

$$P_{out_max} = 12W$$

3- Eficiencia estimada del 85% a verificar en simulación

4- Potencia de entrada para la eficiencia estimada

$$P_{in_max} := \frac{P_{out_max}}{\eta}$$

$$P_{in_max} = 14.118W$$

5- Corriente máxima de entrada

$$I_{in_max} := \frac{P_{in_max}}{V_{in_min}}$$

$$I_{in_max} = 1.569A$$

6- Frecuencia de conmutación

$$f_{sw} := 100kHz$$

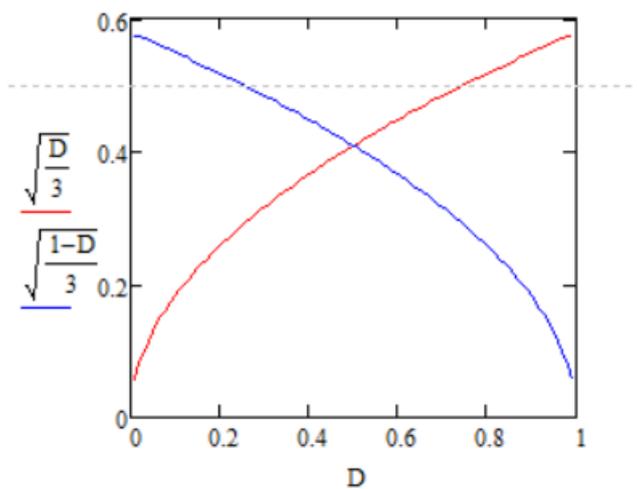
7- Definición del ciclo de trabajo

Criterio de diseño para modo de conducción discontinua (MCD):

-A mínima tensión de entrada y máxima potencia de salida el convertidor trabaja en estado límite o *boundary*.

- Se determina el ciclo de trabajo cuando la corriente RMS en el transistor es igual a la reflejada por los diodos de los secundarios en el primario.

$$D := 0.01, 0.02.. 0.99$$



$$D_{max} := 0.5$$

Se obtiene el valor de ciclo de trabajo mínimo a máxima potencia de salida.

$$D_{min} := \frac{V_{in_min}}{V_{in_max}} \cdot D_{max}$$

$$D_{min} = 0.281$$

8- Relación de transformación entre primario y secundarios

En estado límite se tiene valor de ciclo de trabajo máximo: $D = D_{max}$

Se define la relación de transformación como: $n = N_p/N_s$

$$n := \frac{V_{in_min}}{V_{out}} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}$$

$$n = 0.75$$

Para la salida de 12V (primera y tercera salida):

$$n_1 := \frac{V_{in_min}}{V_{out_1}} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}$$

$$n_1 = 0.75$$

Para la segunda y cuarta salida, de 7V:

$$n_2 := \frac{V_{in_min}}{V_{out_2}} \cdot \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}$$

$$n_2 = 1.286$$

9- Inductancia magnetizante del transformador

Máximo valor de la inductancia:

$$L_{m_max} := \frac{(V_{in_min} \cdot D_{max})^2}{r \cdot P_{in_max} \cdot f_{sw}}$$

$$L_{m_max} = 7.172 \mu H$$

Máxima densidad de flujo magnético (V/s) en la inductancia magnetizante:

$$\Phi_{Lm_max} := \frac{V_{in_min}}{f_{sw}} \cdot D_{max}$$

$$\Phi_{Lm_max} = 45 \mu Wb$$

Corriente de pico máxima en la inductancia magnetizante:

$$I_{Lm_pk_max} := \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{L_{m_max} \cdot f_{sw}}$$

$$I_{Lm_pk_max} = 6.275 A$$

Corriente media máxima en la inductancia magnetizante:

$$I_{Lm_avg_max} := \frac{I_{Lm_pk_max}}{2}$$

$$I_{Lm_avg_max} = 3.137A$$

Rizado máximo de corriente en la inductancia magnetizante:

$$\Delta I_{Lm_max} := r \cdot I_{Lm_avg_max}$$

$$\Delta I_{Lm_max} = 6.275A$$

Corriente RMS máxima en la inductancia magnetizante:

$$I_{Lm_rms_max} := \frac{I_{Lm_pk_max}}{\sqrt{3}}$$

$$I_{Lm_rms_max} = 3.623A$$

10- Diseño del conmutador (switch)

Tensión máxima de bloqueo en el conmutador:

$$V_{SW_bk_max} := V_{in_max} + n \cdot V_{out}$$

$$V_{SW_bk_max} = 25V$$

Debido al efecto de la corriente por la inductancia magnetizante y la limitación de tensión fijada por el diodo zener elegido para el caso, la tensión de bloqueo a través del conmutador es mayor que el valor anteriormente calculado. Se comprueba este hecho por simulación.

Pico máximo de corriente en el conmutador:

$$I_{SW_pk_max} := I_{Lm_pk_max}$$

$$I_{SW_pk_max} = 6.275A$$

Corriente RMS máxima en el conmutador:

$$I_{SW_rms_max} := I_{Lm_pk_max} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}}$$

$$I_{SW_rms_max} = 2.562A$$

Corriente media máxima en el conmutador:

$$I_{SW_avg_max} := I_{in_max}$$

$$I_{SW_avg_max} = 1.569A$$

11- Diseño de la capacidad de entrada

-Considerando que el rizado se debe únicamente al valor de capacidad sin efecto ESR, la capacidad mínima sería:

$$C_{in_min} := \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{m_max}}{V_{in_min}} \cdot \frac{(I_{SW_pk_max} - I_{SW_avg_max})^2}{\Delta V_{in}}$$

$$C_{in_min} = 58.824\mu F$$

-Considerando el efecto de la resistencia en serie parásita (ESR) en cierto porcentaje del rizado y el resto debido a la capacidad:

$$\Delta V_{ESR_ \%} := 50$$

$$C_{in_min_ESR} := \frac{100}{100 - \Delta V_{ESR_ \%}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{m_max}}{V_{in_min}} \cdot \frac{(I_{SW_pk_max} - I_{SW_avg_max})^2}{\Delta V_{in}}$$

$$C_{in_min_ESR} = 117.647\mu F$$

$$ESR_{Cin_max} := \frac{\Delta V_{ESR_ \%}}{100} \cdot \frac{\Delta V_{in}}{I_{SW_pk_max}}$$

$$ESR_{Cin_max} = 0.012\Omega$$

Rizado de corriente máximo en la capacidad de entrada:

$$\Delta I_{Cin_max} := I_{SW_pk_max}$$

$$\Delta I_{Cin_max} = 6.275A$$

Corriente RMS máxima en la capacidad de entrada:

$$I_{Cin_rms_max} := \sqrt{I_{SW_rms_max}^2 - I_{SW_avg_max}^2}$$

$$I_{Cin_rms_max} = 2.025A$$

12- Diseño del diodo en las salidas de los secundarios:

-Salidas 1 y 3

Tensión máxima de bloqueo en el diodo:

$$V_{D_1_bk_max} := \frac{V_{in_max}}{n_1} + V_{out_1}$$

$$V_{D_1_bk_max} = 33.333V$$

Corriente máxima de pico en el diodo:

$$I_{D_1_pk_max} := n_1 \cdot I_{Lm_pk_max}$$

$$I_{D_1_pk_max} = 4.706A$$

Corriente RMS máxima en el diodo:

$$I_{D_1_rms_max} := \sqrt{\frac{2}{3} \cdot n_1 \cdot I_{Lm_pk_max} \cdot I_{out_1_max}}$$

$$I_{D_1_rms_max} = 0.886A$$

Corriente media máxima en el diodo:

$$I_{D_1_avg_max} := I_{out_1_max}$$

$$I_{D_1_avg_max} = 0.25A$$

-Salidas 2 y 4:

Tensión máxima de bloqueo en el diodo:

$$V_{D_2_bk_max} := \frac{V_{in_max}}{n_2} + V_{out_2}$$

$$V_{D_2_bk_max} = 19.444V$$

Corriente de pico máxima en el diodo:

$$I_{D_2_pk_max} := n_2 \cdot I_{Lm_pk_max}$$

$$I_{D_2_pk_max} = 8.067A$$

Corriente RMS máxima en el diodo:

$$I_{D_2_rms_max} := \sqrt{\frac{2}{3} \cdot n_2 \cdot I_{Lm_pk_max} \cdot I_{out_2_max}}$$

$$I_{D_2_rms_max} = 1.518A$$

Corriente media máxima en el diodo:

$$I_{D_2_avg_max} := I_{out_2_max}$$

$$I_{D_2_avg_max} = 0.857A$$

13- Diseño de la capacidad de salida

-Salidas 1 y 3

Valor mínimo de capacidad sin efecto ESR:

$$C_{out_1_min} := \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{m_max}}{n_1^2 \cdot V_{out_1}} \cdot \frac{(I_{D_1_pk_max} - I_{out_1_max})^2}{\Delta V_{out_1}}$$

$$C_{out_1_min} = 70.319\mu F$$

Valor mínimo de capacidad con efecto de resistencia en serie parásita (ESR) en cierto porcentaje del rizado y el resto debido al valor de capacidad:

$$\Delta V_{ESR_ \%} := 50$$

$$C_{out_1_min_ESR} := \frac{100}{100 - \Delta V_{ESR_ \%}} \cdot \frac{1}{n_1^2} \cdot \frac{L_{m_max}}{V_{out_1}} \cdot \frac{(I_{D_1_pk_max} - I_{out_1_max})^2}{\Delta V_{out_1}}$$

$$C_{out_1_min_ESR} = 140.639\mu F$$

$$ESR_{Cout_1_max} := \frac{\Delta V_{ESR_ \%}}{100} \cdot \frac{\Delta V_{out_1}}{I_{D_1_pk_max}}$$

$$ESR_{Cout_1_max} = 0.016\Omega$$

Rizado de corriente de pico máxima en el condensador de salida:

$$\Delta I_{Cout_1_max} := I_{D_1_pk_max}$$

$$\Delta I_{Cout_1_max} = 4.706A$$

Corriente RMS máxima en el condensador de salida:

$$I_{Cout_1_rms_max} := \sqrt{I_{D_1_rms_max}^2 - I_{out_1_max}^2}$$

$$I_{Cout_1_rms_max} = 0.85A$$

-Salidas 2 y 4

Valor mínimo de capacidad sin efecto ESR:

$$C_{out_2_min} := \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{m_max}}{n_2^2 \cdot V_{out_2}} \cdot \frac{(I_{D_2_pk_max} - I_{out_2_max})^2}{\Delta V_{out_2}}$$

$$C_{out_2_min} = 120.548\mu F$$

Valor mínimo de capacidad con efecto de resistencia en serie parásita (ESR) en cierto porcentaje del rizado y el resto debido al valor de capacidad:

$$\Delta V_{ESR_ \%} := 50$$

$$C_{out_2_min_ESR} := \frac{100}{100 - \Delta V_{ESR_ \%}} \cdot \frac{1}{n_2^2} \cdot \frac{L_{m_max}}{V_{out_2}} \cdot \frac{(I_{D_2_pk_max} - I_{out_2_max})^2}{\Delta V_{out_2}}$$

$$C_{out_2_min_ESR} = 241.095\mu F$$

$$ESR_{Cout_2_max} := \frac{\Delta V_{ESR_ \%}}{100} \cdot \frac{\Delta V_{out_2}}{I_{D_2_pk_max}}$$

$$ESR_{Cout_2_max} = 9.297m\Omega$$

Rizado máximo de corriente en el condensador de salida:

$$\Delta I_{Cout_2_max} := I_{D_2_pk_max}$$

$$\Delta I_{Cout_2_max} = 8.067A$$

Corriente RMS máxima en el condensador de salida:

$$I_{Cout_2_rms_max} := \sqrt{I_{D_2_rms_max}^2 - I_{out_2_max}^2}$$

$$I_{Cout_2_rms_max} = 1.456A$$

14- Diseño del circuito limitador sobre la corriente por la inductancia de fugas (inductancia de leakage)

La inductancia de fugas se considera un porcentaje de la inductancia del devanado primario del transformador.

$$L_{lk_ \%} := 2$$

Coefficiente de acoplo:

$$k := 1 - \frac{L_{lk_ \%}}{100}$$

$$k = 0.98$$

Inductancia del primario:

$$L_{pri} := \frac{L_{m_max}}{k}$$

$$L_{pri} = 7.318\mu H$$

Inductancia de fugas:

$$L_{lk} := (1 - k) \cdot L_{pri}$$

$$L_{lk} = 146.365nH$$

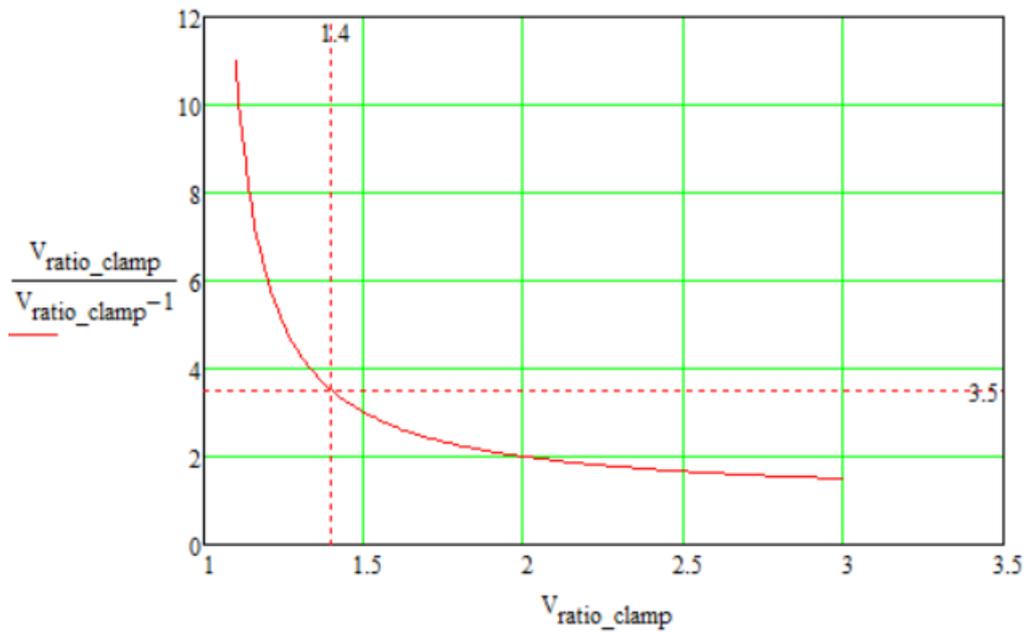
Potencia máxima soportada por la inductancia de fugas:

$$P_{Llk_max} := \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot I_{Lm_pk_max}^2 \cdot f_{sw}$$

$$P_{Llk_max} = 0.288W$$

Elección del circuito limitador de corriente en la inductancia de fugas: clamping con diodo zener.

La compensación entre la potencia disipada en el zener y la tensión de clamping se observa debajo en la gráfica; definiendo $V_{ratio_clamp} = V_{Dz}/nV_{out}$ y utilizando su efecto en la disipación de potencia en el zener.



$$V_{ratio_clamp} := 1.4$$

Tensión de clamping:

$$V_{Dz} := V_{ratio_clamp} \cdot n \cdot V_{out}$$

$$V_{Dz} = 12.6V$$

Potencia disipada:

$$P_{Dz} := \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot I_{Lm_pk_max}^2 \cdot f_{sw} \cdot \frac{V_{ratio_clamp}}{V_{ratio_clamp} - 1}$$

$$P_{Dz} = 1.008W$$

Debido al efecto de la corriente por la inductancia magnetizante y la limitación de tensión fijada por el diodo zener elegido para el caso, la tensión de bloqueo a través del conmutador es mayor que el valor anteriormente calculado. Su nuevo valor es:

$$V_{SW_bk_Dz_max} := V_{in_max} + V_{Dz}$$

$$V_{SW_bk_Dz_max} = 28.6V$$

9.2 Análisis y Cálculos de Diseño del compensador del lazo de control

Datos de partida:

Tensiones de entrada mínima, máxima y nominal:

$$V_{in_min} := 9V$$

$$V_{in_max} := 16V$$

$$V_{in_nom} := 12.5V$$

Inductancia del primario del transformador:

$$L_p := 7.3 \mu H$$

Resistencia shunt de sensado de corriente:

$$R_i := 0.04 \Omega$$

Tensión de salida para el secundario equivalente:

$$V_{out} := 12V$$

Potencia de salida para el secundario equivalente:

$$P_{out} := 12W$$

Condensador de salida para el secundario equivalente:

$$C_{out} := 47 \mu F$$

Resistencia serie equivalente para el condensador de salida:

$$r_{Cout} := 0.000 \Omega$$

Resistencia de carga en función de la potencia y tensión de salida (equivalente):

$$R_L := \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad R_L = 12 \Omega$$

Relación de vueltas del transformador primario-secundario equivalente:

$$N := \frac{1}{n} \quad N = 1.333$$

Frecuencia del conmutador del convertidor:

$$f_{sw} := 100 kHz$$

$$T_{sw} := \frac{1}{f_{sw}} \quad T_{sw} = 10 \mu s$$

Cálculo de magnitudes asociadas al control por corriente de pico:

Pendiente de la rampa sensada:

$$S_n := \frac{V_{in_nom}}{L_p} \cdot R_l \quad S_n = 0.068 \frac{V}{\mu s}$$

Pendiente de la rampa externa de compensación:

$$S_e := 0 \quad (\text{No hay rampa de compensación})$$

Factor de compensación por rampa externa:

$$m_c := 1 + \frac{S_e}{S_n} \quad m_c = 1$$

$$\tau_L := \frac{N^2 \cdot L_p}{T_{sw} \cdot R_L} \quad \tau_L = 0.108$$

Ciclo de trabajo

$$D := \frac{V_{out}}{N \cdot V_{in_min}} \cdot \sqrt{2 \cdot \tau_L} \quad D = 0.465$$

Relación de conversión tensión entrada-tensión salida:

$$M := \frac{N \cdot D}{\sqrt{2 \cdot \tau_L}} \quad M = 1.333$$

$$H_d := V_{in_nom} \cdot \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \tau_L}} \quad H_d = 26.859V$$

Función de transferencia del modulador:

$$F_m := \frac{1}{S_n \cdot m_c \cdot T_{sw}} \quad F_m = 1.462 \frac{1}{V}$$

Magnitudes de la red de muestreo de la tensión de salida:

$$R_l := 90k\Omega$$

$$R_{low} := 10k\Omega$$

Magnitudes que definen el OTA:

Valor de transconductancia:

$$g_m := 0.0012 \frac{1}{\Omega}$$

Valor de resistencia de protección ESD:

$$R_{ESD} := 50\Omega$$

Resistencia de salida del OTA:

$$R_o := 3M\Omega$$

Ceros y polos de la función de transferencia control-salida:

Cero debido a la ESR del condensador de salida:

$$\omega_{z1} := \frac{1}{r_{Cout} \cdot C_{out}} \quad \omega_{z1} = 2.128 \times 10^8 \cdot \text{Hz}$$

Cero en el semiplano derecho (sistema de fase no mínima):

$$\omega_{z2} := \frac{R_L}{N^2 \cdot L_p} \cdot \frac{1}{M \cdot (M + 1)} \quad \omega_{z2} = 2.968 \times 10^5 \cdot \text{Hz}$$

Polo del modulador:

$$\omega_{p1} := \frac{2}{R_L \cdot C_{out}} \quad \omega_{p1} = 3.546 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

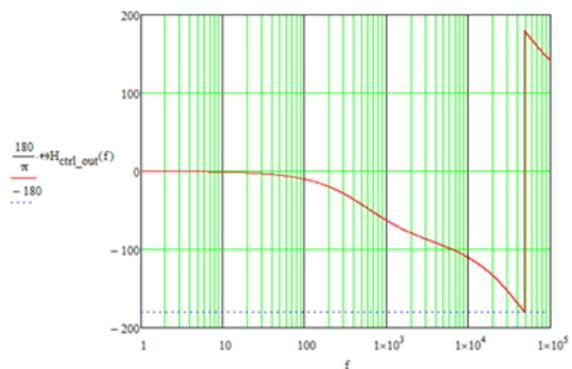
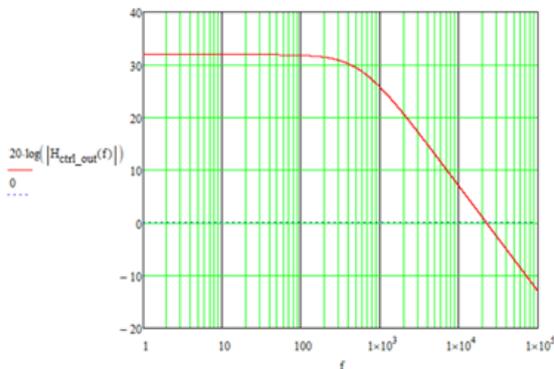
$$\omega_{p2} := 2 \cdot f_{sw} \cdot \left(\frac{\frac{1}{D}}{1 + \frac{1}{M}} \right)^2 \quad \omega_{p2} = 3.015 \times 10^5 \cdot \text{Hz}$$

Función de transferencia control-salida:

$$f := 1\text{Hz}, 2\text{Hz}.. f_{sw}$$

$$H_{ctrl_out}(f) := H_d \cdot F_m \cdot \frac{\left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z1}}\right) \cdot \left(1 - \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{p1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{p2}}\right)}$$

$$\Theta_{H_{ctrl_out}}(f) := \arg(H_{ctrl_out}(f))$$



Diseño del compensador tipo II (ESD) con OTA:

Frecuencia de cruce deseada para el sistema compensado:

$$f_c := 1\text{kHz}$$

Margen de fase a la frecuencia de cruce deseada:

$$\Theta_{MF} := 50$$

Ganancia deseada para el compensador a la frecuencia de cruce (dB):

$$G_{\text{desired_gain_at_fc_dB}} := -20$$

Ganancia deseada para el compensador a la frecuencia de cruce en unidades absolutas:

$$G_{\text{desired_gain_at_fc}} := 10^{\frac{G_{\text{desired_gain_at_fc_dB}}}{20}} \quad G_{\text{desired_gain_at_fc}} = 0.05$$

Incremento deseado de fase en grados a la frecuencia de cruce:

$$\Theta_{\text{boost_gra}} := \left[\Theta_{MF} - \left(\arg(H_{\text{ctrl_out}}(f_c)) \right) \cdot \frac{180}{\pi} - 90 \right]$$

$$\Theta_{\text{boost_gra}} = 22.965$$

Incremento deseado de fase en radianes a la frecuencia de cruce:

$$\Theta_{\text{boost_rad}} := \left[\Theta_{MF} - \left(\arg(H_{\text{ctrl_out}}(f_c)) \right) \cdot \frac{180}{\pi} - 90 \right] \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\Theta_{\text{boost_rad}} = 0.401$$

Ubicación del par cero-polo del compensador:

Polo de alta frecuencia del compensador:

$$f_{p_OTA} := \left[\tan(\Theta_{\text{boost_rad}}) + \sqrt{(\tan(\Theta_{\text{boost_rad}}))^2 + 1} \right] \cdot f_c$$

$$f_{p_OTA} = 1.51 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Cero del compensador cancelando el polo del modulador:

$$f_{z_OTA} := \frac{f_c^2}{f_{p_OTA}}$$

$$f_{z_OTA} = 662.32\text{Hz}$$

Cálculo de la resistencia R2 de la red de compensación:

$$R_2 := \frac{f_{p_OTA} \cdot G_{\text{desired_gain_at_fc}}}{f_{p_OTA} - f_{z_OTA}} \cdot \frac{R_{\text{low}} + R_1}{R_{\text{low}} \cdot g_m} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p_OTA}} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{z_OTA}}{f_c} \right)^2}}$$

$$R_2 = 744.045\Omega$$

Cálculo del condensador C1 de la red de compensación:

$$C_1 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z_OTA} \cdot R_2}$$

$$C_1 = 3.23 \times 10^{-7} \cdot F$$

Cálculo del condensador C2 de la red de compensación:

$$C_2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_OTA} \cdot G_{\text{desired_gain_at_fc}}} \cdot \frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} \cdot g_m \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{z_OTA}}{f_c}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_{p_OTA}}\right)^2}}$$

$$C_2 = 2.524 \times 10^{-7} F$$

Ganancia DC para la red de compensación con OTA:

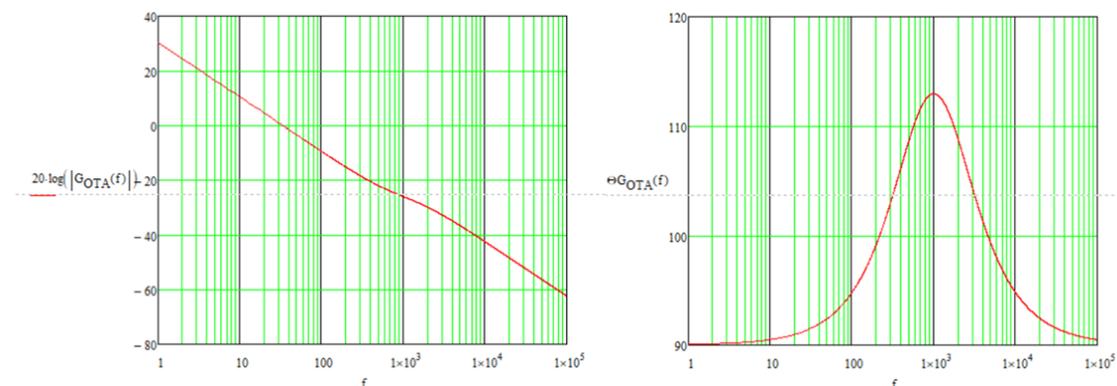
$$G_{0_OTA} := \frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} \cdot g_m \cdot \frac{R_2 \cdot C_1}{C_1 + C_2}$$

$$G_{0_OTA} = 0.05$$

Función de transferencia del compensador:

$$G_{OTA}(f) := -G_{0_OTA} \cdot \frac{\left(1 + \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{z_OTA}}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}\right)}{\left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{2 \cdot \pi \cdot f_{p_OTA}}\right)}$$

$$\Theta G_{OTA}(f) := \arg(G_{OTA}(f))$$



Forma de la red de compensación teniendo en cuenta el efecto de R0 y Resd:

Cero de baja frecuencia:

$$\omega_{z1_e} := \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2 + R_{ESD}}{R_2 \cdot R_{ESD} \cdot C_2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_{ESD} \cdot C_2}{(R_2 + R_{ESD})^2 \cdot C_1}} \right]$$

$$\omega_{z1_e} = 3.318 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Cero de alta frecuencia:

$$\omega_{z2_e} := \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2 + R_{ESD}}{R_2 \cdot R_{ESD} \cdot C_2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot R_{ESD} \cdot C_2}{(R_2 + R_{ESD})^2 \cdot C_1}} \right]$$

$$\omega_{z2_e} = 9.9 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

Polo de baja frecuencia:

$$\omega_{p1_e} := \frac{1}{2} \cdot \frac{R_0 + R_2 + R_{ESD}}{R_2 \cdot (R_0 + R_{ESD}) \cdot C_2} \cdot \left[1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot (R_0 + R_{ESD}) \cdot C_2}{(R_0 + R_2 + R_{ESD})^2 \cdot C_1}} \right]$$

$$\omega_{p1_e} = 1.032 \text{Hz}$$

Polo de alta frecuencia:

$$\omega_{p2_e} := \frac{1}{2} \cdot \frac{R_0 + R_2 + R_{ESD}}{R_2 \cdot (R_0 + R_{ESD}) \cdot C_2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \frac{R_2 \cdot (R_0 + R_{ESD}) \cdot C_2}{(R_0 + R_2 + R_{ESD})^2 \cdot C_1}} \right]$$

$$\omega_{p2_e} = 5.325 \times 10^3 \cdot \text{Hz}$$

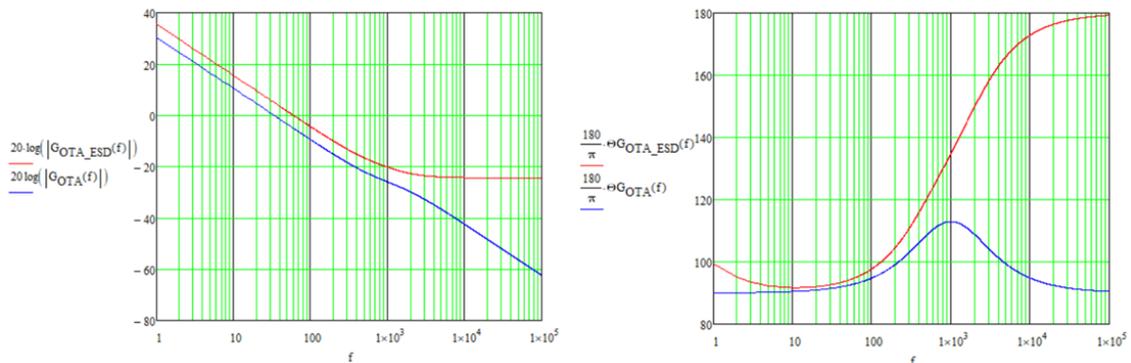
Ganancia DC final del compensador:

$$G_{0_OTA_ESD} := \frac{R_{low}}{R_{low} + R_1} \cdot g_m \cdot R_0$$

Función de transferencia final del compensador:

$$G_{OTA_ESD}(f) := -G_{0_OTA_ESD} \cdot \frac{\left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z1_e}}\right) \cdot \left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{z2_e}}\right)}{\left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{p1_e}}\right) \cdot \left(1 + \frac{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}{\omega_{p2_e}}\right)}$$

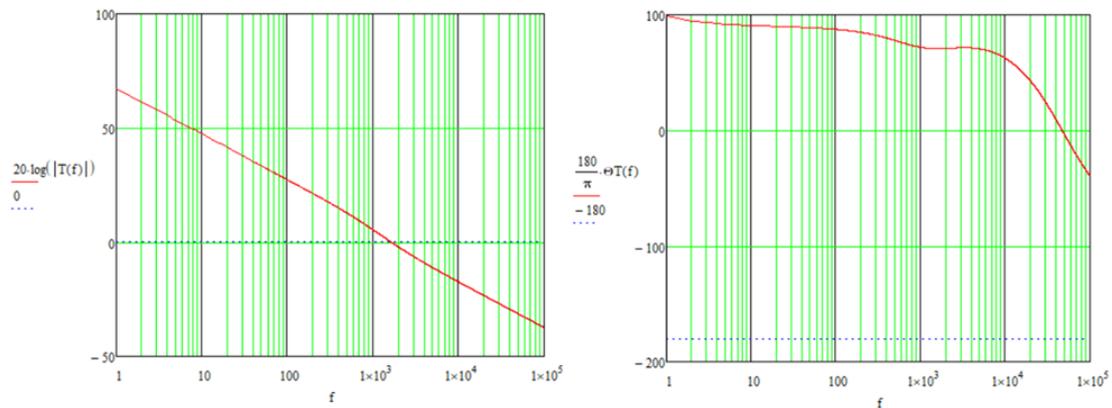
$$\Theta_{G_{OTA_ESD}}(f) := \arg(G_{OTA_ESD}(f))$$



Función de transferencia en lazo abierto:

$$T(f) := G_{OTA_ESD}(f) \cdot H_{ctrl_out}(f)$$

$$\Theta T(f) := \arg(T(f))$$



9.3 Componentes de potencia comerciales

En el siguiente anexo se adjuntan las hojas de características de los componentes principales de potencia del convertidor como información de consulta; el transformador, el diodo rectificador, el transistor MOSFET y el circuito integrado utilizado para el control.

9.3.1 Transistor de potencia



BUK7227-100B

TrenchMOS™ standard level FET

Rev. 01 — 26 January 2004

Product data

1. Product profile

1.1 Description

N-channel enhancement mode field-effect power transistor in a plastic package using Philips High-Performance Automotive (HPA) TrenchMOS™ technology.

1.2 Features

- Very low on-state resistance
- 185 °C rated
- Q101 compliant
- Standard level compatible.

1.3 Applications

- Automotive systems
- Motors, lamps and solenoids
- 12 V, 24 V and 42 V loads
- General purpose power switching.

1.4 Quick reference data

- $E_{DS(AL)S} \leq 145$ mJ
- $I_D \leq 48$ A
- $R_{DS(on)} = 23$ m Ω (typ)
- $P_{tot} \leq 167$ W.

2. Pinning information

Table 1: Pinning - SOT428 (D-PAK), simplified outline and symbol

Pin	Description	Simplified outline	Symbol
1	gate (g)	<p>Top view MBK091</p> <p>SOT428 (D-PAK)</p>	
2	drain (d) ^[1]		
3	source (s)		
mb	mounting base; connected to drain (d)		

[1] It is not possible to make connection to pin 2 of the SOT428 package.

3. Ordering information

Table 2: Ordering information

Type number	Package		Version
	Name	Description	
BUK7227-100B	D-PAK	Plastic single-ended surface mounted package (Philips version of D-PAK); 3 leads (one lead cropped).	SOT428

4. Limiting values

Table 3: Limiting values

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V_{DS}	drain-source voltage (DC)		-	100	V
V_{DGR}	drain-gate voltage (DC)	$R_{GS} = 20 \text{ k}\Omega$	-	100	V
V_{GS}	gate-source voltage (DC)		-	± 20	V
I_D	drain current (DC)	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}; V_{GS} = 10 \text{ V};$ Figure 2 and 3	-	48	A
		$T_{mb} = 100 \text{ }^\circ\text{C}; V_{GS} = 10 \text{ V};$ Figure 2	-	34	A
I_{DM}	peak drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C};$ pulsed; $t_p \leq 10 \text{ }\mu\text{s};$ Figure 3	-	196	A
P_{tot}	total power dissipation	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C};$ Figure 1	-	167	W
T_{stg}	storage temperature		-55	+185	$^\circ\text{C}$
T_j	junction temperature		-55	+185	$^\circ\text{C}$
Source-drain diode					
I_{DR}	reverse drain current (DC)	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	48	A
I_{DRM}	peak reverse drain current	$T_{mb} = 25 \text{ }^\circ\text{C};$ pulsed; $t_p \leq 10 \text{ }\mu\text{s}$	-	196	A
Avalanche ruggedness					
$E_{DS(AL)S}$	non-repetitive drain-source avalanche energy	unclamped inductive load; $I_D = 48 \text{ A};$ $V_{DS} \leq 100 \text{ V}; V_{GS} = 10 \text{ V};$ $R_{GS} = 50 \text{ }\Omega;$ starting $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	-	145	mJ

6. Characteristics

Table 5: Characteristics

$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Static characteristics						
$V_{(BR)DSS}$	drain-source breakdown voltage	$I_D = 0.25\text{ mA}; V_{GS} = 0\text{ V}$				
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	100	-	-	V
		$T_J = -55\text{ }^\circ\text{C}$	89	-	-	V
$V_{GS(th)}$	gate-source threshold voltage	$I_D = 1\text{ mA}; V_{DS} = V_{GS};$ Figure 9				
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	2	3	4	V
		$T_J = 185\text{ }^\circ\text{C}$	0.9	-	-	V
		$T_J = -55\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	4.4	V
I_{DSS}	drain-source leakage current	$V_{DS} = 100\text{ V}; V_{GS} = 0\text{ V}$				
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	0.02	1	μA
		$T_J = 185\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	500	μA
I_{GSS}	gate-source leakage current	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}; V_{DS} = 0\text{ V}$	-	2	100	nA
$R_{DS(on)}$	drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}; I_D = 25\text{ A};$ Figure 7 and 8				
		$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	23	27	m Ω
		$T_J = 185\text{ }^\circ\text{C}$	-	-	70	m Ω
Dynamic characteristics						
$Q_{g(tot)}$	total gate charge	$V_{GS} = 10\text{ V}; V_{DS} = 80\text{ V};$ $I_D = 25\text{ A};$ Figure 14	-	37	-	nC
Q_{gs}	gate-source charge		-	9	-	nC
Q_{gd}	gate-drain (Miller) charge		-	13	-	nC
C_{iss}	input capacitance	$V_{GS} = 0\text{ V}; V_{DS} = 25\text{ V};$ $f = 1\text{ MHz};$ Figure 12	-	2092	2789	pF
C_{oss}	output capacitance		-	241	289	pF
C_{rss}	reverse transfer capacitance		-	102	140	pF
$t_{d(on)}$	turn-on delay time	$V_{DS} = 25\text{ V}; R_L = 1.0\text{ }\Omega;$ $V_{GS} = 10\text{ V}; R_G = 10\text{ }\Omega$	-	18	-	nS
t_r	rise time		-	99	-	nS
$t_{d(off)}$	turn-off delay time		-	50	-	nS
t_f	fall time		-	20	-	nS
L_d	internal drain inductance	measured from drain to center of die	-	2.5	-	nH
L_s	internal source inductance	measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH
Source-drain diode						
V_{SD}	source-drain (diode forward) voltage	$I_S = 25\text{ A}; V_{GS} = 0\text{ V};$ Figure 15	-	0.85	1.2	V
t_{rr}	reverse recovery time	$I_S = 20\text{ A}; dI_S/dt = -100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	94	-	ns
Q_r	recovered charge	$V_{GS} = -10\text{ V}; V_{DS} = 30\text{ V}$	-	114	-	nC

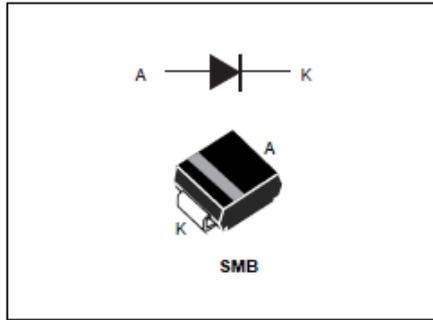
9.3.2 Diodo de potencia



STTH2R02-Y

Automotive ultrafast recovery diode

Datasheet - production data



Description

This device uses ST's new 200 V planar Pt doping technology, and is specially suited for switching mode base drive and transistor circuits.

Packaged in SMB, it is intended for use in low voltage, high frequency inverters, freewheeling and polarity protection in automotive applications.

Table 1: Device summary

Symbol	Value
$I_{F(AV)}$	2 A
V_{RRM}	200 V
T_J (max.)	175 °C
V_F (typ.)	0.7 V
t_{tr} (typ.)	15 ns

Features

- AEC-Q101 qualified
- Very low conduction losses
- Negligible switching losses
- Low forward and reverse recovery times
- High junction temperature
- PPAP capable



Characteristics

STTH2R02-Y

1 Characteristics

Table 2: Absolute ratings (limiting values per diode at 25 °C, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	200	V
I_{FRM}	Repetitive peak forward current	$t_p = 5 \mu s, f = 5 \text{ kHz}$	A
$I_{F(RMS)}$	Forward rms current	60	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current $\delta = 0.5$, square wave	$T_{lead} = 90 \text{ °C}$	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10 \text{ ms}$ sinusoidal	A
T_{stg}	Storage temperature range	-65 to +175	°C
T_J	Maximum operating junction temperature ⁽¹⁾	-40 to +175	°C

Notes:

⁽¹⁾ $(dP_{tot}/dT_J) < (1/R_{th(j-a)})$ condition to avoid thermal runaway for a diode on its own heatsink.

Table 3: Thermal parameters

Symbol	Parameter	Maximum	Unit
$R_{th(j-l)}$	Junction to lead	30	°C/W

Table 4: Static electrical characteristics (per diode)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_R ⁽¹⁾	Reverse leakage current	$T_J = 25 \text{ °C}$ $T_J = 125 \text{ °C}$	-	-	3	μA
V_F ⁽²⁾	Forward voltage drop	$T_J = 25 \text{ °C}$ $I_F = 6 \text{ A}$	-	2	20	V
		$T_J = 25 \text{ °C}$ $I_F = 2 \text{ A}$	-	0.89	1.0	
		$T_J = 100 \text{ °C}$ $I_F = 2 \text{ A}$	-	0.76	0.85	
		$T_J = 150 \text{ °C}$ $I_F = 2 \text{ A}$	-	0.70	0.80	

Notes:

⁽¹⁾Pulse test: $t_p = 5 \text{ ms}$, $\delta < 2\%$

⁽²⁾Pulse test: $t_p = 380 \mu s$, $\delta < 2\%$

To evaluate the conduction losses, use the following equation:

$$P = 0.68 \times I_{F(AV)} + 0.06 \times I_{F(RMS)}^2$$

STTH2R02-Y

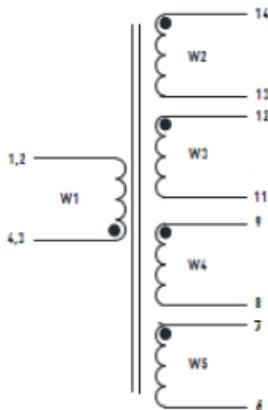
Characteristics

Table 5: Dynamic characteristics

Symbol	Parameters	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit	
t_{rr}	Reverse recovery time	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 1\text{ A};$ $di_F/dt = -50\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_R = 30\text{ V}$	-	23	30	ns
			$I_F = 1\text{ A};$ $di_F/dt = -100\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_R = 30\text{ V}$	-	15	20	
t_{fr}	Forward recovery time	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 2\text{ A};$ $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_{FR} = 1.1 \times V_{Fmax}$	-	40		
V_{FP}	Forward recovery voltage		$I_F = 2\text{ A};$ $di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$	-	2.0		V
I_{RM}	Reverse recovery current	$T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	$I_F = 2\text{ A};$ $di_F/dt = -200\text{ A}/\mu\text{s};$ $V_R = 160\text{ V}$	-	3	4	A

9.3.3 Transformador

ELECTRICAL DIAGRAM



APPLIED STANDARDS

Product designed according to

- 1 RoHS directive
- 2 EN 61558 (working voltage <24Vdc)
- 3 According to AECQ-200C (To be tested)

MARKING

Transformer is marked on the top as follows:



WW Week
YY Year

WORKING CONDITIONS

Rated Power	12 Watts
Topology	Flyback in discontinuos mode
Sw frequency	100-150 kHz
Input voltage range (W1)	6 to 26 Vdc
Output voltage S2 (W2)	12 Vdc / 0,25 Amp (after rect)
Output voltage S3 (W3)	7 Vdc / 0,43 Amp (after rect)
Output voltage S1 (W4)	12 Vdc / 0,25 Amp (after rect)
Output voltage S4 (W5)	7 Vdc / 0,43 Amp (after rect)
Turns Ratio	7:9:5:9:5
Duty cycle max	0,53
Insulation W1,4,5/W2,3	2700 Vac (1 minute)
Estimated total losses	0,3 Watt
Estimated temp rise	20°C
Operating temperature	-40°C to 130°C
Operating temperature includes component self heating	

PARAMETERS TESTED

Parameter	Min	Typ	Max	Unit	Condition
Pri Inductance	6,57	7,3	8,03	uH	10kHz, 10 mVac
Turns ratio	7:9:5:9:5				
Pri leak Ind			150	nH	10kHz, 250 mVac
Hi-Pot (W1,4,6/W2,3	2700			Vac	0,5mA, 2 sec

9.3.4 Circuito integrado para el control en modo corriente de pico

NCV8870

Automotive Grade Non-Synchronous Boost Controller

The NCV8870 is an adjustable output non-synchronous boost controller which drives an external N-channel MOSFET. The device uses peak current mode control with internal slope compensation. The IC incorporates an internal regulator that supplies charge to the gate driver.

Protection features include internally-set soft-start, undervoltage lockout, cycle-by-cycle current limiting, hiccup-mode short-circuit protection and thermal shutdown.

Additional features include low quiescent current sleep mode and externally-synchronizable switching frequency.

Features

- Peak Current Mode Control with Internal Slope Compensation
- 1.2 V \pm 2% Reference voltage
- Fixed Frequency Operation
- Wide Input Voltage Range of 3.2 V to 40 Vdc, 45 V Load Dump
- Input Undervoltage Lockout (UVLO)
- Internal Soft-Start
- Low Quiescent Current in Sleep Mode
- Cycle-by-Cycle Current Limit Protection
- Hiccup-Mode Overcurrent Protection (OCP)
- Hiccup-Mode Short-Circuit Protection (SCP)
- Thermal Shutdown (TSD)
- This is a Pb-Free Device



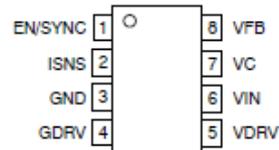
ON Semiconductor®

www.onsemi.com

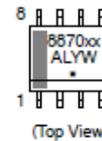


SOIC-8
D SUFFIX
CASE 751

PIN CONNECTIONS



MARKING DIAGRAM



- 8870xx = Specific Device Code
xx = 00, 01
- A = Assembly Location
- L = Wafer Lot
- Y = Year
- W = Work Week
- * = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
NCV887000D1R2G	SOIC-8 (Pb-Free)	2500 / Tape & Reel
NCV887001D1R2G	SOIC-8 (Pb-Free)	2500 / Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

NCV8870

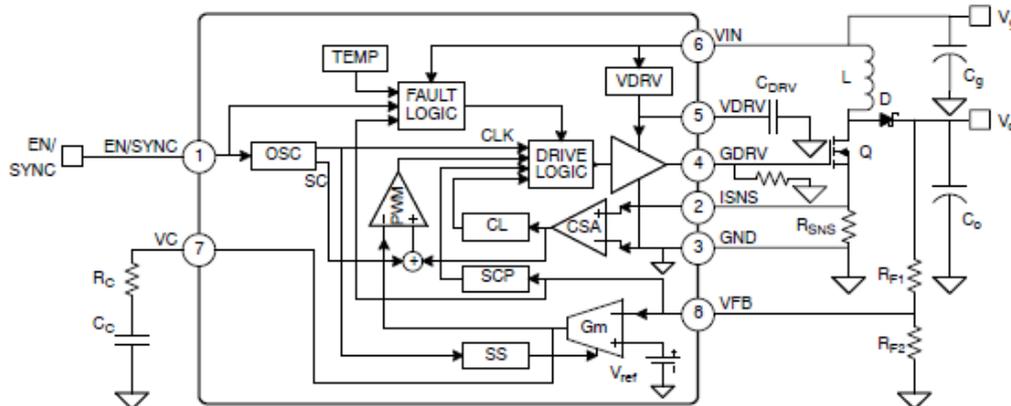


Figure 1. Simplified Block Diagram and Application Schematic

PACKAGE PIN DESCRIPTIONS

Pin No.	Pin Symbol	Function
1	EN/SYNC	Enable and synchronization input. The falling edge synchronizes the internal oscillator. The part is disabled into sleep mode when this pin is brought low for longer than the enable time-out period.
2	ISNS	Current sense input. Connect this pin to the source of the external N-MOSFET, through a current-sense resistor to ground to sense the switching current for regulation and current limiting.
3	GND	Ground reference.
4	GDRV	Gate driver output. Connect to gate of the external N-MOSFET. A series resistance can be added from GDRV to the gate to tailor EMC performance. An $R_{GND} = 15\text{ k}\Omega$ (typical) GDRV-GND resistor is strongly recommended.
5	VDRV	Driving voltage. Internally-regulated supply for driving the external N-MOSFET, sourced from VIN. Bypass with a $1.0\text{ }\mu\text{F}$ ceramic capacitor to ground.
6	VIN	Input voltage. If bootstrapping operation is desired, connect a diode from the input supply to VIN, in addition to a diode from the output voltage to VDRV and/or VIN.
7	VC	Output of the voltage error amplifier. An external compensator network from VC to GND is used to stabilize the converter.
8	VFB	Output voltage feedback. A resistor from the output voltage to VFB with another resistor from VFB to GND creates a voltage divider for regulation and programming of the output voltage.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Voltages are with respect to GND, unless otherwise indicated)

Rating	Value	Unit
Dc Supply Voltage (VIN)	-0.3 to 40	V
Peak Transient Voltage (Load Dump on VIN)	45	V
Dc Supply Voltage (VDRV, GDRV)	12	V
Peak Transient Voltage (VFB)	-0.3 to 6	V
Dc Voltage (VC, VFB, ISNS)	-0.3 to 3.6	V
Dc Voltage (EN/SYNC)	-0.3 to 6	V
Dc Voltage Stress (VIN - VDRV)*	-0.7 to 40	V
Operating Junction Temperature	-40 to 150	°C
Storage Temperature Range	-65 to 150	°C
Peak Reflow Soldering Temperature: Pb-Free, 60 to 150 seconds at 217°C	265 peak	°C

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

*An external diode from the input to the VIN pin is required if bootstrapping VDRV and VIN off of the output voltage.

NCV8870

PACKAGE CAPABILITIES

Characteristic	Value	Unit
ESD Capability (All Pins)	Human Body Model	≥ 2.0
	Machine Model	≥ 200
Moisture Sensitivity Level	1	-
Package Thermal Resistance	Junction-to-Ambient, $R_{\theta JA}$ (Note 1)	100

1. 1 in², 1 oz copper area used for heatsinking.

Device Variations

The NCV8870 features several variants to better fit a multitude of applications. The table below shows the typical values of parameters for the parts that are currently available.

TYPICAL VALUES

Part No.	D_{max}	f_o	t_{ss}	S_a	V_{cl}	I_{src}	I_{sink}	V_{DRV}	SCE
NCV887000	93%	50 kHz	26 ms	15 mV/ μ s	400 mV	800 mA	600 mA	10.5 V	Y
NCV887001	93%	100 kHz	13 ms	33 mV/ μ s	400 mV	800 mA	600 mA	10.5 V	Y

DEFINITIONS

Symbol	Characteristic	Symbol	Characteristic	Symbol	Characteristic
D_{max}	Maximum Duty Cycle	f_o	Switching Frequency	t_{ss}	Soft-Start Time
S_a	Slope Compensating Ramp	V_{cl}	Current Limit Trip Voltage	I_{src}	Gate Drive Sourcing Current
I_{sink}	Gate Drive Sinking Current	V_{DRV}	Drive Voltage	SCE	Short Circuit Enable

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(-40°C < T_J < 150°C, 3.2 V < V_{IN} < 40 V, unless otherwise specified) Min/Max values are guaranteed by test, design or statistical correlation.

Characteristic	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
----------------	--------	------------	-----	-----	-----	------

GENERAL

Quiescent Current, Sleep Mode	$I_{q,sleep}$	V _{IN} = 13.2 V, EN = 0, T _J = 25°C	-	2.0	-	μ A
Quiescent Current, Sleep Mode	$I_{q,sleep}$	V _{IN} = 13.2 V, EN = 0, -40°C < T _J < 125°C	-	2.0	6.0	μ A
Quiescent Current, No switching	$I_{q,off}$	Into VIN pin, EN = 1, No Switching	-	1.5	2.5	mA
Quiescent Current, Switching, Normal Operation	$I_{q,on}$	Into VIN pin, EN = 1, Switching	-	3.0	6.0	mA

OSCILLATOR

Minimum Pulse Width	$t_{on,min}$		200	250	300	ns
Maximum Duty Cycle	D_{max}	NCV887000	91	93	95	%
		NCV887001	91	93	95	
Switching Frequency	f_o	NCV887000	45	50	55	kHz
		NCV887001	90	100	110	
Soft-Start Time	t_{ss}	From start of switching with V _{FB} = 0 until reference voltage = V _{REF}				ms
		NCV887000	21	26	31	
		NCV887001	10.5	13	15.5	
Soft-Start Delay	$t_{ss,dly}$	From EN → 1 until start of switching with V _{FB} = 0	-	720	840	μ s
Slope Compensating Ramp	S_a	NCV887000	12	15	18	mV/ μ s
		NCV887001	28	33	38	

NCV8870

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(-40°C < T_J < 150°C, 3.2 V < V_{IN} < 40 V, unless otherwise specified) Min/Max values are guaranteed by test, design or statistical correlation.

Characteristic	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
ENABLE/SYNCHRONIZATION						
EN/SYNC Pull-down Current	I _{EN/SYNC}	V _{EN/SYNC} = 5 V	-	5.0	10	μA
EN/SYNC Input High Voltage	V _{s,ih}	V _{IN} > V _{UVLO}	2.0	-	5.0	V
EN/SYNC Input Low Voltage	V _{s,il}		0	-	800	mV
EN/SYNC Time-out Ratio	%t _{en}	From SYNC falling edge, to oscillator control (EN high) or shutdown (EN low), Percent of typical switching period	-	-	350	%
SYNC Minimum Frequency Ratio	%f _{sync,min}	Percent of f _s	-	-	80	%
SYNC Maximum Frequency	f _{sync,max}		1.1	-	-	MHz
Synchronization Delay	t _{s,dy}	From SYNC falling edge to GDRV falling edge under open loop conditions	-	50	100	ns
Synchronization Duty Cycle	D _{sync}		25	-	75	%
CURRENT SENSE AMPLIFIER						
Low-frequency Gain	A _{CSA}	Input-to-output gain at dc, I _{SENS} ≤ 1 V	0.9	1.0	1.1	V/V
Bandwidth	BW _{CSA}	Gain of A _{CSA} - 3 dB	2.5	-	-	MHz
ISNS Input Bias Current	I _{isns,bias}	Out of ISNS pin	-	30	50	μA
Current Limit Threshold Voltage	V _{cl}	Voltage on ISNS pin NCV887000 NCV887001	360 360	400 400	440 440	mV
Current Limit, Response Time	t _{cl}	CL tripped until GDRV falling edge, V _{ISNS} = V _{cl} (typ) + 60 mV	-	80	125	ns
Overcurrent Protection, Threshold Voltage	%V _{ocp}	Percent of V _{cl}	125	150	175	%
Overcurrent Protection, Response Time	t _{ocp}	From overcurrent event, Until switching stops, V _{ISNS} = V _{OCP} + 40 mV	-	80	125	ns
VOLTAGE ERROR OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER						
Transconductance	g _{m,vea}	V _{FB} - V _{ref} = ±20 mV	0.6	1.2	1.63	mS
VEA Output Resistance	R _{o,vea}		2.0	-	-	MΩ
VFB Input Bias Current	I _{vfb,bias}	Current out of VFB pin	-	0.5	2.0	μA
Reference Voltage	V _{ref}		1.176	1.200	1.224	V
VEA Maximum Output Voltage	V _{c,max}		2.5	-	-	V
VEA Minimum Output Voltage	V _{c,min}		-	-	0.3	V
VEA Sourcing Current	I _{src,vea}	VEA output current, V _c = 2.0 V	80	100	-	μA
VEA Sinking Current	I _{sink,vea}	VEA output current, V _c = 0.7 V	80	100	-	μA
GATE DRIVER						
Sourcing Current	I _{src}	V _{DRV} ≥ 6 V, V _{DRV} - V _{GDRV} = 2 V NCV887000 NCV887001	600 600	800 800	- -	mA
Sinking Current	I _{sink}	V _{GDRV} ≥ 2 V NCV887000 NCV887001	500 500	600 600	- -	mA
Driving Voltage Dropout	V _{drv,do}	V _{IN} - V _{DRV} , I _{DRV} = 10 mA	-	0.2	0.35	V
Driving Voltage Source Current	I _{drv}	V _{IN} - V _{DRV} = 1 V	10	15	-	mA
Backdrive Diode Voltage Drop	V _{d,bd}	V _{DRV} - V _{IN} , I _{d,bd} = 5 mA	-	-	0.7	V
Driving Voltage	V _{DRV}	I _{DRV} = 0.1 - 25 mA NCV887000 NCV887001	10 10	10.5 10.5	11 11	V

THEORY OF OPERATION

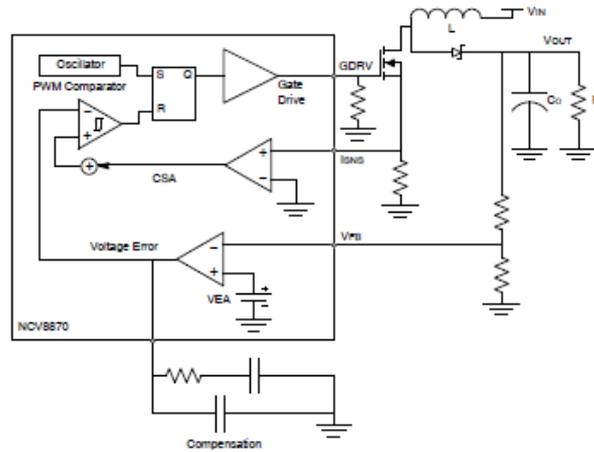


Figure 10. Current Mode Control Schematic

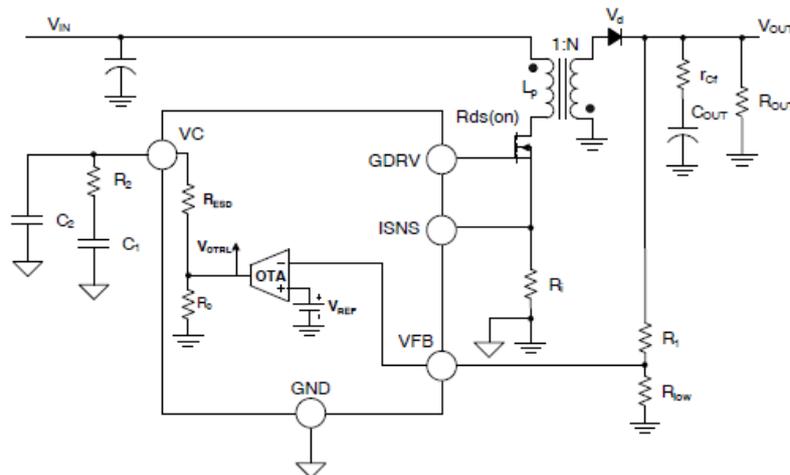


Figure 12. NCV8870 Flyback Converter OTA and Compensation

The following equations may be used to select compensation components R_2 , C_1 , C_2 for Figures 11 & 12 power supply. Required input design parameters for analysis are:

V_d = Output diode V_f (V)
 V_{IN} = Power supply input voltage (V)

$N = N_1/N_2$ (Flyback transformer turns ratio)

R_i = Current sense resistor (Ω)

$R_{DS(on)}$ = MOSFET $R_{DS(on)}$ (Ω)

($R_{sw_eq} = R_{DS(on)} + R_i$ for the boost continuous conduction mode (CCM) expressions)

NCV8870

Table 3. OTA COMPENSATION TRANSFER FUNCTION AND COMPENSATION VALUES

Desired OTA Gain at Cross-over Frequency f_c (G)	$\frac{\text{desired_}G_{\text{boost}}}{10^{20}}$
Desired Phase Boost at Cross-over Frequency f_c (boost)	$\left(\theta_{\text{margin}} - \arg\left(H_{\text{ctrl_output}}(f_c)\right) \frac{180^\circ}{\pi} - 90^\circ \right) \frac{\pi}{180^\circ}$
Select OTA Compensation Zero to Coincide with Modulator Pole at f_p (f_z)	$\frac{\omega_{\text{pie}}}{2\pi}$
Resulting OTA High Frequency Pole Placement (f_p)	$\frac{f_z f_c + f_c^2 \tan(\text{boost})}{f_c - f_z \tan(\text{boost})}$
Compensation Resistor R_2	$\frac{f_p G}{f_p - f_z} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{1.2 g_m} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_p}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_z}{f_p}\right)^2}}$
Compensation Capacitor C_1	$\frac{1}{2\pi f_c R_2}$
Compensation Capacitor C_2	$\frac{1}{2\pi f_p G} \cdot \frac{R_{\text{low}} g_m}{R_{\text{low}} + R_1}$
OTA DC Gain (G_{0_OTA})	$\frac{R_{\text{low}}}{R_{\text{low}} + R_1} \cdot g_m \cdot R_0$
Low Frequency Zero (ω_{z1e})	$\frac{1}{2} \frac{(R_2 + R_{\text{esd}})}{R_2 R_{\text{esd}} C_2} \left[1 - \sqrt{1 - 4 \frac{R_2 R_{\text{esd}} C_2}{(R_2 + R_{\text{esd}})^2 C_1}} \right]$
High Frequency Zero (ω_{z2e})	$\frac{1}{2} \frac{(R_2 + R_{\text{esd}})}{R_2 R_{\text{esd}} C_2} \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{R_2 R_{\text{esd}} C_2}{(R_2 + R_{\text{esd}})^2 C_1}} \right]$
Low Frequency Pole (ω_{p1e})	$\frac{1}{2} \frac{(R_0 + R_2 + R_{\text{esd}})}{R_2 (R_0 + R_{\text{esd}}) C_2} \left[1 - \sqrt{1 - 4 \frac{R_2 (R_0 + R_{\text{esd}}) C_2}{(R_0 + R_2 + R_{\text{esd}})^2 C_1}} \right]$
High Frequency Pole (ω_{p2e})	$\frac{1}{2} \frac{(R_0 + R_2 + R_{\text{esd}})}{R_2 (R_0 + R_{\text{esd}}) C_2} \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{R_2 (R_0 + R_{\text{esd}}) C_2}{(R_0 + R_2 + R_{\text{esd}})^2 C_1}} \right]$
OTA Transfer Function ($G_{OTA}(f)$)	$-G_{0_OTA} \frac{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z1e}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{z2e}}\right)}{\left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p1e}}\right) \left(1 + j \frac{2\pi f}{\omega_{p2e}}\right)}$

The open-loop-response in closed-loop form to verify the gain/phase margins may be obtained from the following expression.

$$T(f) = G_{OTA}(f) H_{\text{ctrl_output}}(f)$$

Low Voltage Operation

If the input voltage drops below the UVLO or MOSFET threshold voltage, another voltage may be used to power the

device. Simply connect the voltage you would like to boost to the inductor and connect the stable voltage to the VIN pin of the device. In boost configuration, the output of the converter can be used to power the device. In some cases it may be desirable to connect 2 sources to VIN pin, which can be accomplished simply by connecting each of the sources through a diode to the VIN pin.

9.4 Archivo de simulación WCA con el método de Montecarlo

El procedimiento consiste en la simulación del funcionamiento con conocimiento previo de los valores esperados de diseño obtenidos con el software *Mathcad* como se presenta en el anexo “9.1 Análisis y Cálculos de Diseño”.

Los análisis se realizan bajo tres temperaturas de trabajo a simular dando lugar a 4 análisis:

- Principio de vida a temperatura ambiente (valor nominal de los componentes a 25°C)
- Principio de vida considerando tolerancia inicial a temperatura ambiente (BOLamb@25°C). Este circuito se corresponde con la simulación del punto nominal de trabajo del convertidor.
- Final de vida a baja temperatura incluyendo todas las variaciones (tolerancia inicial, deriva por temperatura, envejecimiento y soldadura) respecto del valor nominal (EOL@-40°C).
- Final de vida a alta temperatura con todas las variaciones respecto del valor nominal (EOL@85°C).

A cada análisis le corresponde un circuito en el que los valores de los componentes se calculan llamando a las funciones correspondientes explicadas en el capítulo 6, según qué tolerancias y desviaciones se deban tener en cuenta. En las siguientes figuras se capturan los esquemáticos de los 4 casos de simulación a analizar.

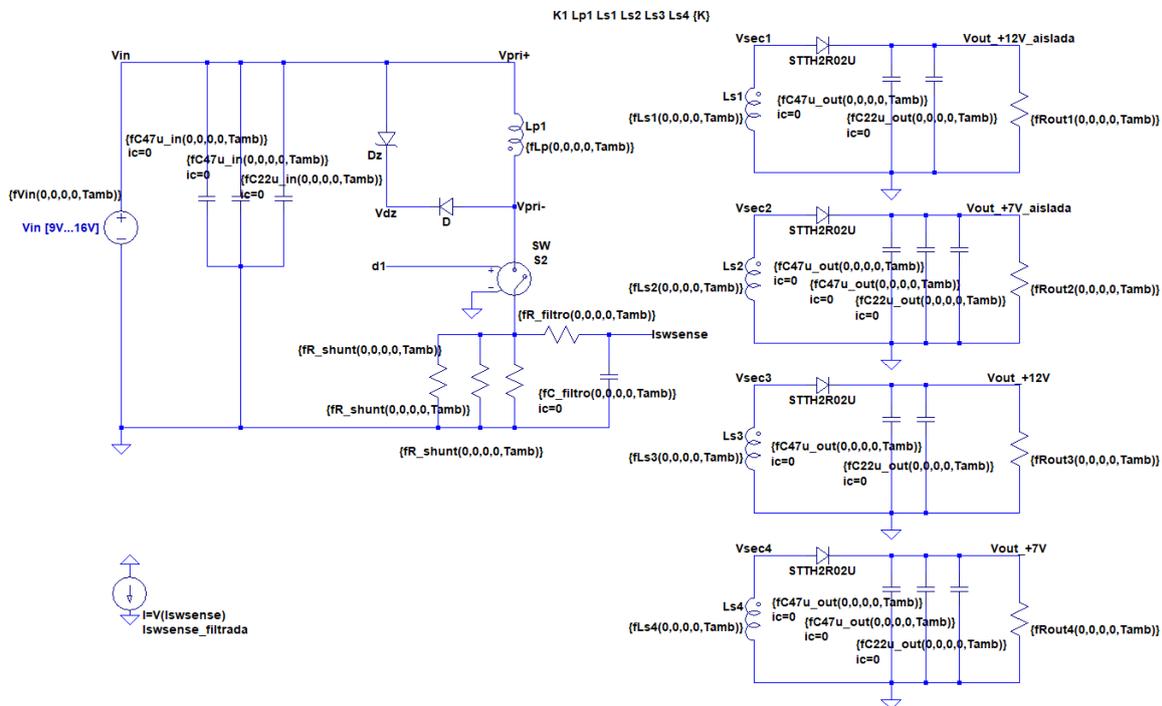


Figura A. Análisis 1: componentes de valor nominal a temperatura ambiente 25°C

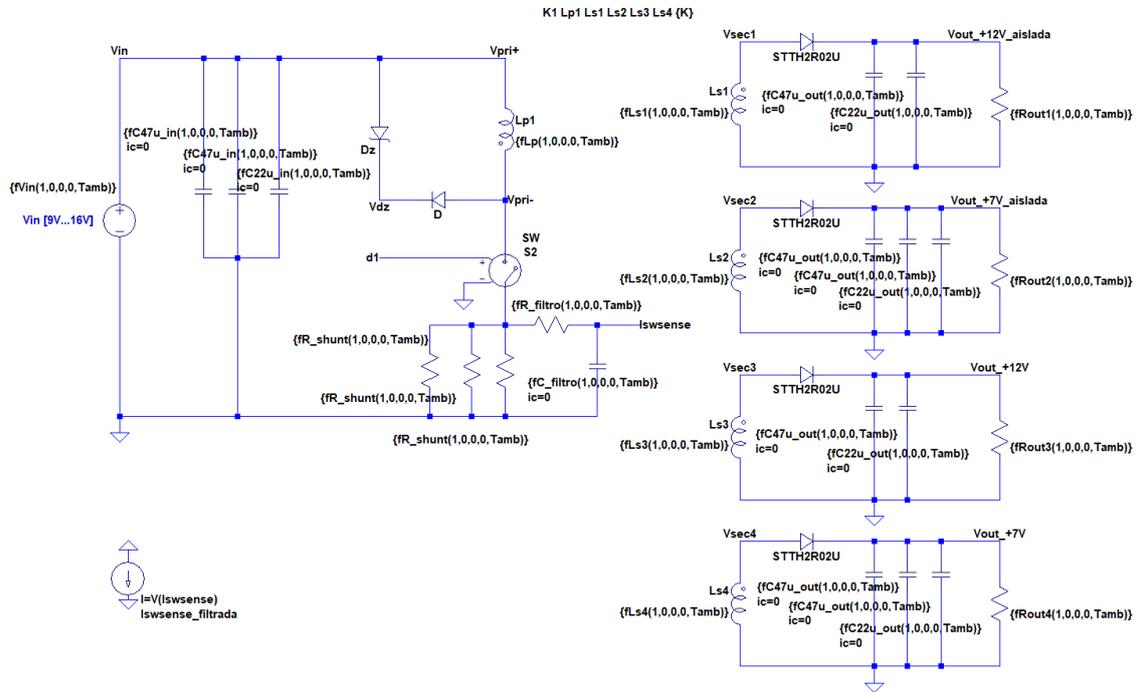


Figura B. Análisis 2: componentes de valor nominal más tolerancia inicial a temperatura ambiente 25°C (principio de vida)

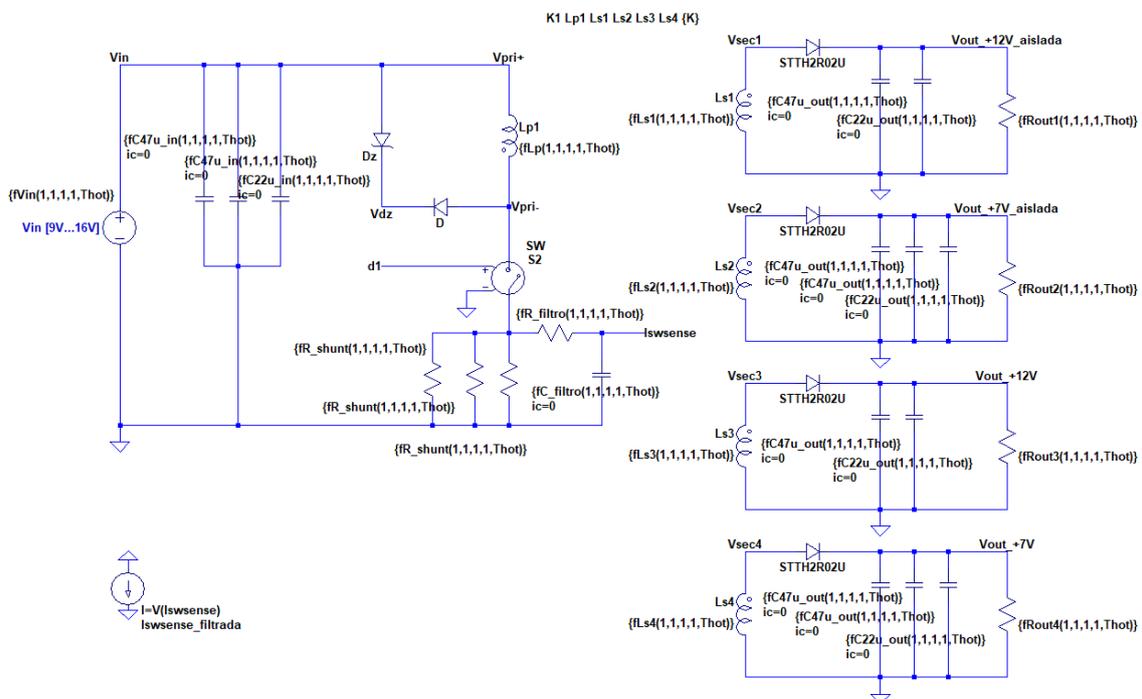


Figura C. Análisis 3: componentes de valor nominal más tolerancia inicial y derivas por temperatura, envejecimiento y soldadura a 85°C

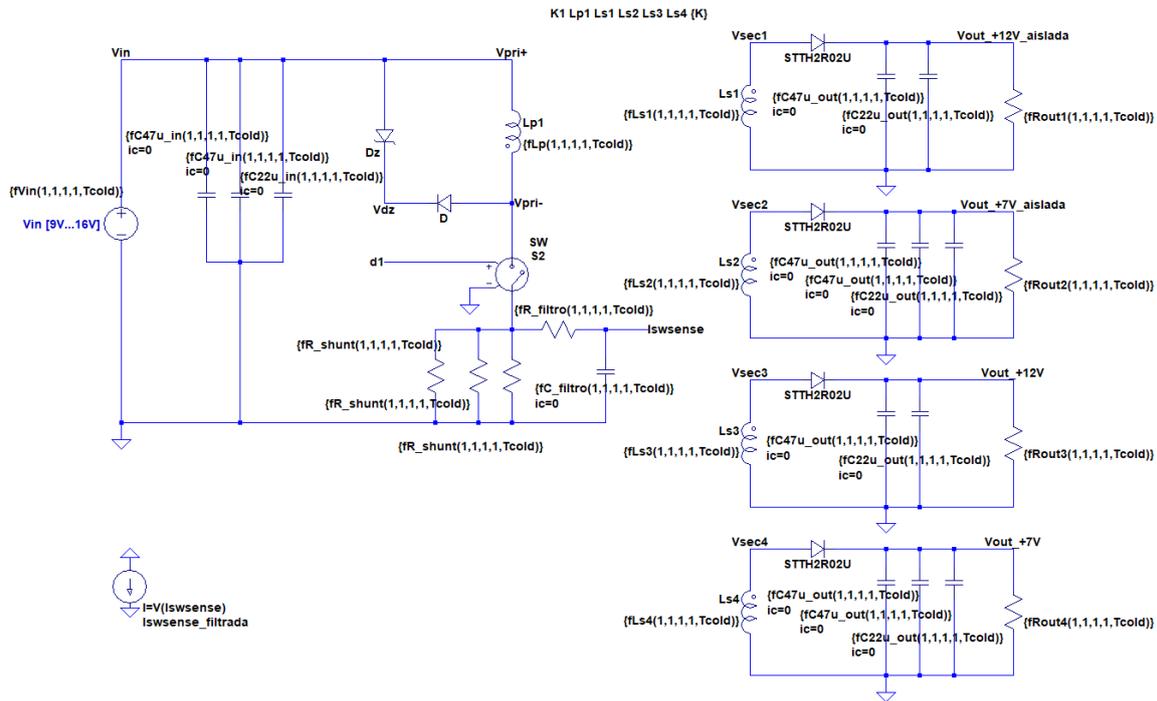


Figura D. Análisis 4: componentes de valor nominal más tolerancia inicial y derivas por temperatura, envejecimiento y soldadura a -40°C

Además, a continuación se muestra el cálculo del valor de los componentes con las funciones de distribución estadísticas explicadas anteriormente y los parámetros de simulación utilizados. Se incluye la definición de los modelos para los diferentes diodos utilizados en el diseño y el conmutador.

Cálculo del valor total del componente: valor nominal + tolerancias/derivs

```
.func rR_shunt(i,t,a,s,temp) { Rshunt_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rshunt_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rshunt_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rshunt_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rshunt_nom) }
.func rR_filtro(i,t,a,s,temp) { Rfiltro_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rfiltro_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rfiltro_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rfiltro_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rfiltro_nom) }
.func rRout1(i,t,a,s,temp) { Rout1_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rout1_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rout1_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rout1_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rout1_nom) }
.func rRout2(i,t,a,s,temp) { Rout2_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rout2_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rout2_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rout2_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rout2_nom) }
.func rRout3(i,t,a,s,temp) { Rout3_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rout3_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rout3_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rout3_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rout3_nom) }
.func rRout4(i,t,a,s,temp) { Rout4_nom+UDT(0, RK73H_F_I_T, Rout4_nom)+NDT3s(0, RK73H_F_I_T(temp), Rout4_nom)+a*NDT3s(0, RK73H_F_a_T, Rout4_nom)+s*NDT6s(0, RK73H_F_s_T, Rout4_nom) }

.func fC47u_in(i,t,a,s,temp) { C47u_nom+UDT(0, Cin_I_T, C47u_nom)+NDT3s(0, Cin_I_T, C47u_nom) }
.func fC22u_in(i,t,a,s,temp) { C22u_nom+UDT(0, Cin_I_T, C22u_nom)+NDT3s(0, Cin_I_T, C22u_nom) }
.func fC47u_out(i,t,a,s,temp) { C47u_nom+UDT(0, Cout_I_T, C47u_nom)+NDT3s(0, Cout_I_T, C47u_nom) }
.func fC22u_out(i,t,a,s,temp) { C22u_nom+UDT(0, Cout_I_T, C22u_nom)+NDT3s(0, Cout_I_T, C22u_nom) }
.func fC_filtro(i,t,a,s,temp) { Cfiltro_nom+UDT(0, Cfiltro_I_T, Cfiltro_nom)+NDT3s(0, Cfiltro_I_T, Cfiltro_nom) }

.func fLp(i,t,a,s,temp) { Lp_nom+UDT(0, L_I_T, Lp_nom) }
.func fLs1(i,t,a,s,temp) { Ls1_nom+UDT(0, L_I_T, Ls1_nom) }
.func fLs2(i,t,a,s,temp) { Ls2_nom+UDT(0, L_I_T, Ls2_nom) }
.func fLs3(i,t,a,s,temp) { Ls3_nom+UDT(0, L_I_T, Ls3_nom) }
.func fLs4(i,t,a,s,temp) { Ls4_nom+UDT(0, L_I_T, Ls4_nom) }
.func fVin(i,t,a,s,temp) { Vin_nom+UDT(0, Vin_I_T, Vin_nom) }
```

Figura E. Cálculo del valor total del componente

Parámetros de simulación	Modelos	Temperatura
.param Tmax=5m	.model SW SW(Ron=0.001 Roff=10Meg Vt=0.5V Vh=0V)	.param Tamb=25
.tran 0 {Tmax} 0 100n	.model D D(Ron=0.001 Roff=10Meg Vfwd=0.3V)	.param Thot=85
.param MCA=1	.model Dz D(Ron=0.001 Roff=10Meg Vfwd=0.3V Vrev=12V)	.param Tcold=-40
.step param run 1 500 1	.model STH2R02U D(Ron=18.75m Roff=10Meg Vfwd=0.7V)	
.param Tmeas = 4m	.model Dota D(Ron=0.01 Roff=10Meg Vfwd=0.3V)	

Figura F. Parámetros de simulación y modelos de los diodos y conmutador del diseño

Valores nominales de los componentes y definición de tolerancias y derivas			
<pre>.param C47u_nom=47u C_Entrada .param C22u_nom=22u 117.647u .param Vin_nom=12.5 Vin_min=9V Vin_max=16V</pre>	Tolerancias y Derivas		
<pre>.param Np_s1=0.75 Transformador .param Np_s2=1.29 .param Lm=7.172u .param Llk=146.365n .param K=Lm/(Lm+Llk) .param Lp_nom=Lp+Llk 7.85u .param Ls1_nom=Lp_nom/(pow(Np_s1,2))13.95u .param Ls2_nom=Lp_nom/(pow(Np_s2,2)) 4.78u</pre>	<pre>Resistencias .param RK73H_F_L_T= 1 .func fRK73H_F_L_T(temp) { 100*(1e-6*(temp-Tamb)^100) }</pre>	<pre>-Envejecimiento (a)- .param RK73H_F_a_T=0.18</pre>	<pre>-Soldadura (s)- .param RK73H_F_s_T=1</pre>
<pre>.param Rout1_nom=48.1 48 Ohm C_Salidas .param Rout2_nom=16.4 16.33 Ohm 70.319u 120.548u</pre>	<pre>Voltaje .param Vin_L_T=10</pre>	<pre>Capacidades .param Cin_L_T= 20 .param Cin_T_T= 0 .param Cout_L_T= 20 .param Cout_T_T= 15 .param Cfiltro_L_T= 10 .param Cfiltro_T_T= 15</pre>	
<pre>Sensado de corriente .param Rshunt_nom=0.120.04Ohm .param Rfiltro_nom=100 .param Cfiltro_nom=150p 160p</pre>	<pre>Inductancias .param L_L_T= 20</pre>		

Figura G. Definición de los valores nominales y tolerancias y derivas de los componentes

Finalmente se muestra el listado de medidas a realizar para el tratamiento de los datos.

Medidas

Tensiones y corrientes entrada y salidas

```
.meas TRAN 01_I_out1_pk MAX I(Rout1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 02_I_out1_avg AVG I(Rout1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 03_I_out1_rms RMS I(Rout1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 04_V_out1_pk MAX V(Vout_+12V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 05_V_out1_avg AVG V(Vout_+12V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 06_V_out1_rms RMS V(Vout_+12V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 07_I_out2_pk MAX I(Rout2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 08_I_out2_avg AVG I(Rout2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 09_I_out2_rms RMS I(Rout2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 10_V_out2_pk MAX V(Vout_+7V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 11_V_out2_avg AVG V(Vout_+7V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 12_V_out2_rms RMS V(Vout_+7V_aislada) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 13_I_out3_pk MAX I(Rout3) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 14_V_out3_avg AVG V(Vout_+12V) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 15_I_out3_rms RMS I(Rout3) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 16_V_out3_pk MAX V(Vout_+12V) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 17_V_out3_avg AVG V(Vout_+12V) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 18_V_out3_rms RMS V(Vout_+12V) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
```

Medidas en la salida de 12V regulada, la de 7V y la de 12V sin regular
(la cuarta salida de 7V es igual que la segunda)

Corriente y tensión Inductancia primario

```
.meas TRAN 19_I_Lp_pk MAX I(Lp1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 20_I_Lp_avg AVG I(Lp1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 21_I_Lp_rms RMS I(Lp1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 22_V_Lp_pk MAX V(Vpri+,Vpri-) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 23_V_Lp_avg AVG V(Vpri+,Vpri-) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 24_V_Lp_rms RMS V(Vpri+,Vpri-) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
```

medida del rizado

Corriente y tensión Inductancia secundarios

```
.meas TRAN 25_I_Ls1_pk MAX I(Ls1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 26_I_Ls1_avg AVG I(Ls1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 27_I_Ls1_rms RMS I(Ls1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 28_V_Ls1_pk MAX V(Vsec1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 29_V_Ls1_avg AVG V(Vsec1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 30_V_Ls1_rms RMS V(Vsec1) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 31_I_Ls2_pk MAX I(Ls2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 32_I_Ls2_avg AVG I(Ls2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 33_I_Ls2_rms RMS I(Ls2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}

.meas TRAN 34_V_Ls2_pk MAX V(Vsec2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 35_V_Ls2_avg AVG V(Vsec2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
.meas TRAN 36_V_Ls2_rms RMS V(Vsec2) FROM {Tmeas} TO {Tmax}
```

medida del rizado



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

TELECOM ESCUELA
TÉCNICA **VLC** SUPERIOR
DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIÓN