

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

FUENTE DE ALTA TENSIÓN PARA TUBOS DETECTORES DE NEUTRONES DEL TIPO BP-28

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería en Tecnologías de
la Telecomunicación
MENCIÓN: Sistemas Electrónicos
AUTOR: Noé González Rodríguez
TUTOR: José María Cabrera Peña
TUTOR: Oscar García Población
FECHA: Diciembre de 2015

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO

FUENTE DE ALTA TENSIÓN PARA TUBOS DETECTORES
DE NEUTRONES DEL TIPO BP-28

HOJA DE FIRMAS

Alumno:

Fdo: Noé González Rodríguez

Tutor:

Tutor:

Fdo: D. José María Cabrera Peña

Fdo: D. Oscar García Población

Fecha: Diciembre 2015

ESCUELA DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN Y ELECTRÓNICA



TRABAJO FIN DE GRADO FUENTE DE ALTA TENSIÓN PARA TUBOS DETECTORES DE NEUTRONES DEL TIPO BP-28 HOJA DE EVALUACIÓN

Calificación: _____

Presidente:

Fdo:

Vocal:

Fdo:

Secretario/a:

Fdo:

Fecha: Diciembre 2015

ÍNDICE GENERAL

I Memoria	1
1. Introducción	3
1.1. Motivación del proyecto	3
1.2. Objetivos	4
1.3. Estructura de la memoria	5
2. Convertidores de Alimentación Conmutados	7
2.1. Introducción	7
2.2. Principio de funcionamiento	8
2.3. Clasificación de los convertidores	9
2.3.1. Convertidores CC/CC con aislamiento	11
2.3.2. Convertidores CC/CC simétricos/asimétricos	12
2.4. Estructuras básicas sin aislamiento galvánico	13
2.4.1. Convertidor Buck	13
2.4.2. Convertidor Boost	14
2.4.3. Convertidor Buck-Boost (Inversor)	15
2.4.4. Convertidor Cuk	17
2.4.5. Convertidor Sepic	18
2.4.6. Convertidor Zeta	20
2.5. Estructuras básicas con aislamiento galvánico	21
2.5.1. Convertidor Flyback	21
2.5.2. Convertidor Forward	21
2.5.3. Convertidor Push-Pull	23
2.5.4. Convertidores Half Bridge y Full Bridge	25
2.6. Criterios de selección	27
2.7. Sistema de control PWM	29
2.7.1. Control modo tensión	30
2.7.2. Control modo corriente	31
3. Convertidor conmutado Flyback	33
3.1. Introducción	33
3.2. Principio de funcionamiento	34
3.2.1. Modo continuo o transferencia de energía incompleta	37
3.2.2. Modo discontinuo o transferencia de energía completa	40

4. Diseño y selección de los elementos constituyentes del convertidor	43
4.1. Introducción	43
4.2. Definir con detalle los requisitos y limitaciones del sistema	43
4.3. Diseño del transformador del convertidor	44
4.3.1. Determinar el ciclo de trabajo máximo y la relación de vueltas necesarias	44
4.3.2. Cálculo del valor de inductancia y pico de corriente en el primario	44
4.3.3. Elección del tipo de material y forma del núcleo del transformador	45
4.3.4. Determinar las dimensiones del núcleo	46
4.3.5. Determinar la densidad de flujo a utilizar.	47
4.3.6. Cálculo del número de espiras	48
4.3.7. Determinar el diámetro del hilo a emplear	49
4.4. Elección del transistor de potencia	50
4.4.1. Transistor MOSFET	52
4.4.1.1. Tipos de MOSFET	52
4.4.1.2. Regiones de trabajo	53
4.4.1.3. Área de operación segura (AOS)	54
4.5. Diodo rectificador y condensador de salida	55
4.6. Snubbers y clamps	56
5. Multiplicador de tensión Cockcroft Walton	59
5.1. Introducción	59
5.2. Principio de funcionamiento	59
5.3. Multiplicador CW de “n” etapas	61
5.3.1. Modo de operación del “n-multiplicador”	63
5.3.2. Ecuaciones de diseño	64
5.3.3. Eficiencia	65
5.4. Criterios de seguridad	67
6. Diseño de la fuente conmutada	69
6.1. Introducción	69
6.2. Requisitos del sistema completo	69
6.3. Bloque Flyback	70
6.3.1. Diseño de la etapa	70
6.3.2. Requisitos del bloque	71
6.3.3. Diseño y cálculo del transformador flyback	72
6.3.3.1. Determinar el ciclo de trabajo máximo y la relación de vueltas necesarias	72
6.3.3.2. Cálculo del valor de inductancia primaria y pico de corriente en los devanados	72
6.3.3.3. Elección del tipo de material y forma del núcleo del transformador	73
6.3.3.4. Determinar las dimensiones del núcleo	73
6.3.3.5. Determinar la densidad de flujo a utilizar.	74
6.3.3.6. Cálculo del número de espiras	74
6.3.3.7. Determinar el diámetro del hilo a emplear	74

6.3.3.8.	Determinar el “air-gap” necesario	76
6.3.4.	Selección del transistor MOSFET	77
6.4.	Bloque multiplicador Cockcroft Walton	78
6.4.1.	Diseño de la etapa	78
6.4.2.	Requisitos del bloque	78
6.4.3.	Cálculos y análisis	79
6.4.3.1.	Selección de los diodos y condensadores	81
6.5.	Bloque para realizar lectura proporcional de la tensión de salida . . .	82
6.5.1.	Diseño de la etapa	82
6.5.2.	Requisitos del bloque	82
6.5.3.	Cálculos y análisis	83
6.5.3.1.	Selección de las resistencias del divisor	84
6.6.	Bloque de control y supervisión de la fuente	84
6.6.1.	Diseño de la etapa	84
6.6.2.	Requisitos del bloque	84
6.6.3.	BeagleBone Black	84
6.6.4.	Software para el control y supervisión de la fuente	86
6.6.5.	Etapas para elevar la corriente de puerta	89
6.7.	Diseño de la PCB	90
6.8.	Sistema completo	91
6.8.1.	Simulación de la etapa	92
7.	Fabricación y montaje	99
7.1.	Introducción	99
7.2.	Etapas multiplicadoras Cockcroft Walton	99
7.2.1.	Fabricación de la PCB	99
7.2.2.	Montaje del circuito Cockcroft Walton	101
7.3.	Etapas Flyback	102
7.3.1.	Fabricación del transformador	102
7.3.2.	Montaje del circuito Flyback	103
8.	Verificación del sistema	105
8.1.	Introducción	105
8.2.	Comprobación de la etapa multiplicadora	105
8.3.	Comprobación de la etapa flyback	106
8.4.	Comprobación del sistema al completo	110
8.5.	Problemas detectados y soluciones escogidas	113
9.	Conclusiones y líneas futuras	117
9.1.	Conclusiones	117
9.2.	Líneas futuras	118

II	Pliego de condiciones	123
III	Presupuesto	127
IV	Anexos	137

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. Esquema simplificado de un convertidor conmutado	8
2.2. Valor medio de la tensión de salida	8
2.3. Diagrama de bloques completo de un convertidor conmutado	9
2.4. Calificación de los convertidores en función del aislamiento	10
2.5. Clasificación de los convertidores en función de la relación entrada-salida	10
2.6. Clasificación de los convertidores en función del punto de operación magnética	11
2.7. Circuito simplificado del convertidor Buck	13
2.8. Formas de onda del convertidor Buck	14
2.9. Circuito simplificado del convertidor Boost	14
2.10. Formas de onda del convertidor Boost	15
2.11. Circuito simplificado del convertidor Buck-Boost	16
2.12. Formas de onda del convertidor Buck-Boost	16
2.13. Circuito simplificado del convertidor Cuk	17
2.14. Formas de onda del convertidor Cuk	18
2.15. Circuito simplificado del convertidor Sepic	19
2.16. Formas de onda del convertidor Sepic	19
2.17. Circuito simplificado del convertidor Zeta	20
2.18. Formas de onda del convertidor Zeta	21
2.19. Circuito simplificado del convertidor Forward	22
2.20. Formas de onda del convertidor Forward	22
2.21. Circuito simplificado del convertidor Push-Pull	24
2.22. Formas de onda del convertidor Push-Pull	24
2.23. Circuito simplificado del convertidor Half Bridge	26
2.24. Circuito simplificado del convertidor Full Bridge	26
2.25. Diagrama de bloques del controlador PWM modo tensión	30
2.26. Diagrama de bloques del controlador PWM modo corriente	32
3.1. Esquema simplificado del convertidor Flyback	33
3.2. Correspondencia corriente-densidad de flujo durante el tiempo de “on”	35
3.3. Correspondencia corriente-densidad de flujo durante el tiempo de “off”	36
3.4. Forma de onda de las corrientes en modo discontinuo	37
3.5. Forma de onda de las corrientes en modo continuo	37
3.6. Circuito simplificado Flyback en período de “on”	37
3.7. Circuito simplificado Flyback en período de “off”	38
3.8. Formas de onda en el circuito Flyback modo continuo	40
3.9. Forma de onda de la corriente en la bobina en modo continuo	41
3.10. Forma de onda de la corriente en la bobina en modo discontinuo	41
3.11. Formas de onda en el circuito Flyback modo discontinuo	42

4.1. Relación entre el volumen del núcleo y su capacidad de transferir potencia.	46
4.2. Relación entre la densidad de flujo y las pérdidas específicas del núcleo.	48
4.3. A) Símbolo MOSFET NPN B) Símbolo MOSFET PNP	52
4.4. Curvas características de un n-Mosfet de enriquecimiento.	53
4.5. AOS de un MOSFET de modo de intensificación de canal n.	55
4.6. Conmutaciones de corriente inductiva en modo conmutado	55
4.7. Clases de snubbers y clamps más comúnmente usados	57
4.8. Efecto de un snubber frente a un clamp sobre la forma de onda original	57
5.1. Circuito doblador de tensión.	60
5.2. Multiplicador serie media onda (HWSM).	61
5.3. Multiplicador paralelo media onda (HWPM).	61
5.4. Multiplicador serie onda completa (FWSM).	62
5.5. Multiplicador serie-paralelo onda completa (FWSPM).	62
5.6. Modo de operación del “n-multiplicador”.	64
6.1. Esquema simplificado del convertidor flyback	70
6.2. Esquema simplificado del multiplicador Cockcroft Walton	79
6.3. Tabla resumen de los cálculos realizados	80
6.4. Tensión de salida frente al número de etapas	80
6.5. Esquema de un divisor resistivo genérico	83
6.6. Configuración de la conexión SSH mediante PuTTY	87
6.7. Circuito simplificado del amplificador en simetría complementaria	90
6.8. Esquemático circuito multiplicador en Altium	91
6.9. Layout del circuito multiplicador en PCB	91
6.10. Esquema de la fuente al completo	92
6.11. Tensión de secundario en simulación	93
6.12. Tensión de drenador en simulación	93
6.13. Tensión del condensador C2 etapa CW en simulación	94
6.14. Tensión del diodo D1 etapa CW en simulación	94
6.15. Tensión de salida en simulación	95
6.16. Tensión del divisor resistivo en simulación	95
6.17. Corriente de salida en simulación	96
6.18. Cálculo del valor teórico del rizado de tensión de salida.	96
6.19. Rizado de la tensión de salida en simulación	97
7.1. Resultado final de la fabricación manual de la PCB	101
7.2. Resultado de la soldadura de componentes SMD en la etapa CW	101
7.3. Resultado de la soldadura de componentes de inserción en la etapa CW	102
7.4. Resultado de la fabricación del transformador	103
7.5. Resultado del montaje de la etapa Flyback	104
8.1. Señal PWM en la salida de la BeagleBone Black	106
8.2. Etapa para elevar la tensión de puerta del MOSFET a V_{cc}	107
8.3. Señal PWM final a aplicar en la puerta del MOSFET	108
8.4. Tensión en el drenador del MOSFET	109

8.5.	Tensión en el devanado secundario del transformador	109
8.6.	Representación gráfica de los valores de tensión de salida	111
8.7.	Tensión medida en el condensador C1 con un ciclo de trabajo del 50 %	112
8.8.	Tensión y corriente de entrada suministrada por la fuente en el punto de máxima tensión de salida.	113
8.9.	Tensión oscilante en el drenador del MOSFET	114
8.10.	Tensión en el drenador del MOSFET después de ajustar la red snubber	115
1.	Esquema del circuito empleado en la simulación	139
2.	Interior del subcircuito “CW Multiplier 8 etapas”	140
3.	Esquemático de la etapa multiplicadora empleado en Altium	141
4.	Layout del circuito multiplicador en PCB. B/N	142
5.	Layout del circuito multiplicador en PCB. Vista virtual.	143

ÍNDICE DE TABLAS

2.1. Potencia máxima típica en función de la topología del convertidor . .	28
3.1. Energía transferida en el convertidor Flyback	34
4.1. Tabla resumen de núcleos de ferrita para aplicaciones de potencia . .	46
5.1. Principales características de los multiplicadores de tensión	63
6.1. Requisitos del sistema completo	70
6.2. Requisitos del sistema	71
6.3. Principales características IRLB3036PbF	78
6.4. Requisitos del bloque multiplicador	79
6.5. Requisitos del bloque PWM	85
6.6. Principales características de la BeagleBone Black	85
8.1. Resultados finales obtenidos en la fase de verificación	110
1. Requisitos eléctricos del sistema	125
2. Requisitos físicos del sistema	125
1. Precios y costes de amortización del hardware.	131
2. Precios y costes de amortización del software.	132
3. Otros gastos.	132
4. Costes de fabricación y montaje de la fuente conmutada.	133
5. Presupuesto incluyendo trabajo tarifado, amort. del inmovilizado ma- terial, cost. de fabricación y otros gastos.	134
6. Presupuesto base.	135
7. Presupuesto total del Trabajo Fin de Grado.	136

Parte I

Memoria

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Todo sistema electrónico requiere de una fuente de alimentación. En el caso de las aplicaciones científicas e industriales, los requisitos eléctricos que éstas deben cumplir suelen estar por encima de las comúnmente utilizadas en el ambiente doméstico o académico.

Los antiguos televisores CRT, sistemas láser, bombas de iones, sistemas electrostáticos, ionizadores de aire, aceleradores de partículas, instrumentación científica y otras aplicaciones son casos particulares donde se requieren fuentes de alimentación capaces de proporcionar tensiones elevadas del orden de kV.

El presente Trabajo de Fin de Grado pretende fabricar una fuente que alimente tubos detectores de neutrones BP-28. En el mercado actual, existen equipos capaces de satisfacer las necesidades de alimentación de este tipo de tubos de manera eficiente. No obstante, su precio es elevado.

Como solución, se plantea una alternativa de bajo coste capaz de proporcionar la tensión de alimentación necesaria para que los tubos detectores operen con normalidad. Además, debido a la escasa demanda de corriente de los sensores, se busca que la capacidad de entrega de la fuente sea lo más elevada posible para abastecer a un mayor número de tubos.

1.1 Motivación del proyecto

El Monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha (CaLMa) es el primero que se instala en España y tiene como misión medir permanentemente la radiación extraterrestre que alcanza el suelo. Se encuentra integrado en la red de monitores de neutrones NMDB (Neutron Monitor Database). Un monitor de neutrones mide la variación de la intensidad de los rayos cósmicos, monitorizando la actividad solar de forma permanente a una energía comprendida entre 1 y 20 GeV. Esta monitorización proporciona un conocimiento del nivel de radiación en el suelo, lo cual nos permite establecer alertas sobre índices elevados de radiación de origen extraterrestre, principalmente relacionados con la actividad solar, muy útiles en la protección de todo tipo de transporte aéreo, comunicaciones vía satélite y seguridad de astronautas [1].

Los monitores de neutrones están compuestos por unos tubos llenos de un gas especial, contadores proporcionales rodeados por un moderador, un material productor hecho de plomo y un reflector. Los nucleones que inciden en el monitor (protones y neutrones) procedentes de rayos cósmicos secundarios, provocan reacciones nucleares en el plomo. Estas reacciones generan neutrones de evaporación de baja energía. A su vez, el moderador reduce la velocidad de estos nuevos neutrones del rango de los MeV hasta el de energías térmicas. Finalmente, en el caso de los detectores NM64, cerca de un 6 % de estos neutrones será detectado por los tubos contadores.

Los tubos de un monitor de neutrones detectan principalmente neutrones térmicos, es decir, aquellos que se mueven con una energía cinética de aproximadamente 0.025eV. En NM64, el gas que se encuentra en su interior es generalmente trifloruro de boro (BF_3), enriquecido al 96 % con el isótopo ^{10}B , a una presión de 0.27 bar.

La detección de un neutrón térmico por parte del tubo contador se produce porque este interacciona con un núcleo de ^{10}B , produciendo una reacción exotérmica. Los productos de esta reacción son detectados debido a la ionización del gas dentro del tubo. Este se comporta como un contador proporcional trabajando a una tensión de cerca de 2800 V (NM64).[2]

Es en este punto donde se centrara este TFG. Actualmente existen varias fuentes de alimentación comerciales de alta tensión capaces de proporcionar el valor de tensión necesario para generar un campo eléctrico en el interior del tubo que de lugar a la ionización del gas sin problema alguno y de forma fiable. No obstante, el coste que estas poseen es bastante elevando. Debido a que el proyecto del monitor de neutrones posee un presupuesto ajustado y limitado se pretende realizar un diseño, y posteriormente su fabricación, de una fuente de alta tensión de bajo coste que satisfaga las necesidades de tensión y corriente de alimentación de los tubos detectores de neutrones, permitiendo, de este modo abaratar, los costes de la investigación.

1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este TFG es diseñar, construir y probar una fuente de alta tensión para polarizar tubos detectores de radiación de tipo BP28 y similares. Para ello se tendrán en cuenta una serie de requisitos que la fuente de alimentación debe cumplir.

La fuente de alimentación tiene que ser capaz de proporcionar una tensión máxima de 3000 V necesaria para que se produzca la ionización del gas. A su vez, tiene que suministrar una potencia de 10W. Además de esto, se integrará un módulo de control que supervise y controle el valor de tensión real que la fuente proporciona en cada instante de tiempo. Esta tarea proceso se realizará por medio de un sistema empujado implementado en una Beagle Bone Black [3]. Para ello se desarrollará el software de control y supervisión apropiado que correrá en dicho sistema empujado.

1.3 Estructura de la memoria

Los apartados principales en los cuales está memoria se ha dividido son:

- **Capítulo 2: Convertidores de Alimentación Conmutados.**

Análisis del modo de operación de los convertidores de alimentación conmutados, principales topologías existentes y modos de control del convertidor.

- **Capítulo 3: Convertidor conmutado Flyback.**

Análisis en detalle del convertidor Flyback, principio de funcionamiento y modos de operación.

- **Capítulo 4: Diseño y selección de los elementos constituyentes del convertidor.**

Detalla el proceso de diseño y selección de los elementos del convertidor Flyback, así como consideraciones a tener en cuenta para esta etapa.

- **Capítulo 5: Multiplicador de tensión Cockcroft Walton.**

Análisis en detalle del multiplicador Cockcroft Walton, principio de funcionamiento y principales topologías multiplicadores. Además, se hace mención al proceso de diseño, así como consideraciones a tener en cuenta para esta etapa.

- **Capítulo 6: Diseño de la fuente conmutada.**

Recoge la fase de diseño al completo, desde la etapa multiplicadora hasta la etapa flyback, así como subetapas necesarias para el correcto funcionamiento del sistema. Además se realiza la selección de componentes que constituirán la fuente.

- **Capítulo 7: Fabricación y montaje.**

Describe el proceso de fabricación y montaje de la fuente conmutada, además de presentar evidencias del proceso.

- **Capítulo 8: Verificación del sistema.**

Presentación de los resultados obtenidos en la fase de pruebas y medidas del sistema, así como mención de los problemas encontrados y las soluciones tomadas, junto con evidencias del proceso.

- **Capítulo 9: Conclusiones y líneas futuras.**

- **Bibliografía.**

- **Pliego de condiciones.**

- **Presupuesto.**

- **Anexos.**

Capítulo 2

CONVERTIDORES DE ALIMENTACIÓN CONMUTADOS

2.1 Introducción

Existen numerosas aplicaciones industriales donde se requiere convertir un voltaje fijo de una fuente CC en un voltaje variable de suministro CC. De igual forma, en ocasiones puede ser necesario obtener una tensión de salida CC fija a partir de una tensión de entrada CC variable con pequeñas fluctuaciones.

La presencia de los CAC (Convertidores de alimentación conmutados) está muy extendida en el uso de sistemas donde se requiere de una respuesta dinámica rápida, con control de aceleración uniforme y gran eficiencia. Es el caso de control de motores de tracción, frenado regenerativo de motores, fuentes de alimentación, entre otros.

El alto grado de eficiencia que los CAC pueden llegar a tener es debido al empleo de técnicas de conmutación. Esto a su vez, es una ventaja a la hora de reducir el tamaño y peso de las fuentes de alimentación, ya que se reduce el tamaño de los componentes necesarios al aumentar la frecuencia de conmutación.

El corazón de una fuente de alimentación es el CAC CC/CC, donde se trocea la tensión continua de entrada a una frecuencia muy elevada (entre 20kHz y 1 MHz con la tecnología actual) y después se filtra para obtener una tensión continua de salida con poco rizado.

La configuración del circuito que determina como se transfiere la potencia, se denomina la “topología” de la fuente conmutada y, su elección supone una parte importante del proceso de diseño. En cada topología los elementos constituyentes de ésta se disponen de una forma particular. Existen variedad de topologías donde cada una de ellas presenta una serie de ventajas y desventajas, que hacen que ésta resulte la más adecuada para una aplicación específica.

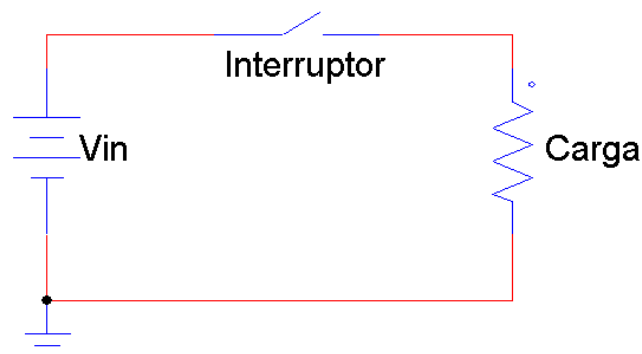


Figura 2.1: Esquema simplificado de un convertidor conmutado

2.2 Principio de funcionamiento

El modo de operación de los CAC es sencillo de entender. Observando la figura 2.2 se puede apreciar como el valor medio de la tensión de salida va a depender del tiempo que el interruptor de potencia esté en conducción o en corte.

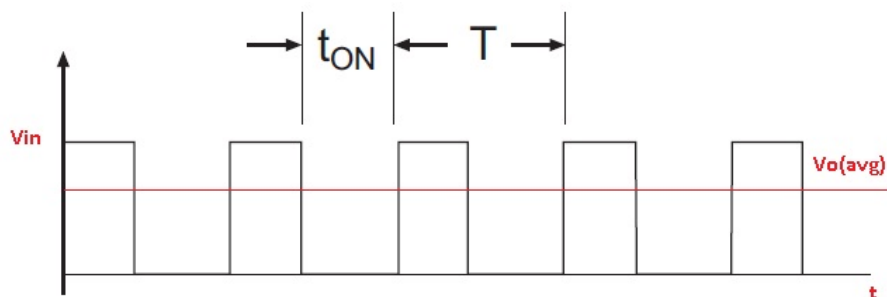


Figura 2.2: Valor medio de la tensión de salida

$$V_o = \delta V_i$$

$$\delta = \frac{t_{on}}{T}$$

A mayor tiempo de conducción t_{on} mayor valor medio de tensión de salida. De igual forma, a menor tiempo de conducción menor tensión media de salida. Este es el principio fundamental de funcionamiento de un CAC, el cual permite tener un amplio grado de control sobre las tensiones de entrada y salida, permitiendo realizar ajustes frente a variaciones en la carga o en la tensión de suministro. Este método de control se denomina modulación por ancho de pulso (PWM).

Para que la tensión de salida sea una tensión continua y no un tren de pulsos, es necesario hacer uso de bobinas y condensadores que mantengan constante la tensión de salida y realicen, además, un filtrado de las formas de ondas pulsantes.

Además de esto, si se requiere una alta estabilidad en la operativa del convertidor es necesario introducir un lazo de realimentación que garantice en todo momento que la tensión/corriente de salida es la deseada. Esto se logra gracias al sensado de tensión/corriente de salida y la variación proporcional del tiempo de conducción del interruptor de potencia.

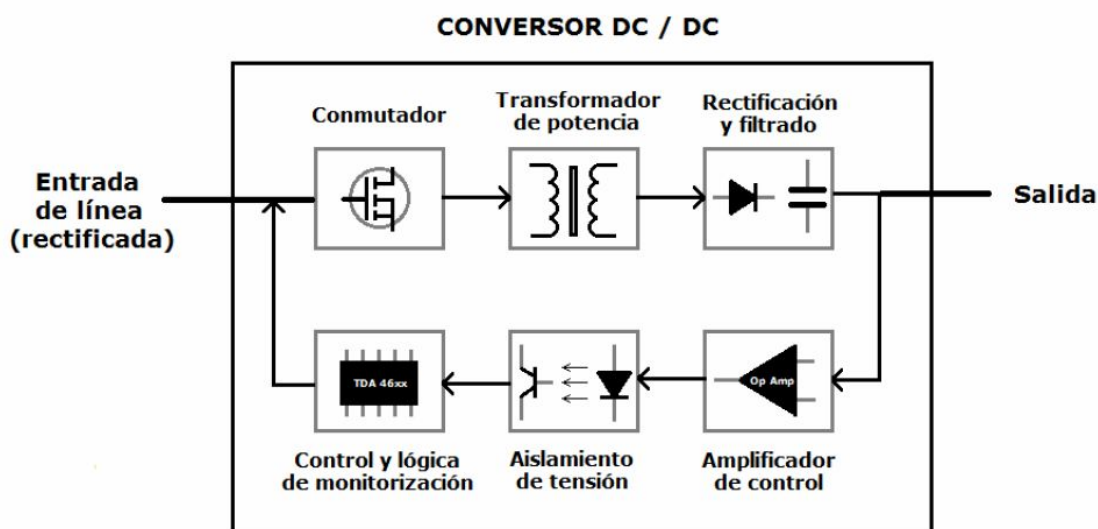


Figura 2.3: Diagrama de bloques completo de un convertidor conmutado

2.3 Clasificación de los convertidores

Dentro de los CAC existen varias clasificaciones que podrían realizarse en función de a qué parámetro se atienda.

1. Con o sin aislamiento.
2. Elevador o reductor.
3. Simétrico o asimétrico.
4. Número de transistores de potencia.

En las figuras 2.4 y 2.5 se puede apreciar la clasificación de las topologías más extendidas en función de si tiene aislamiento o no, y en función de si elevan o disminuyen, por ejemplo, una tensión.

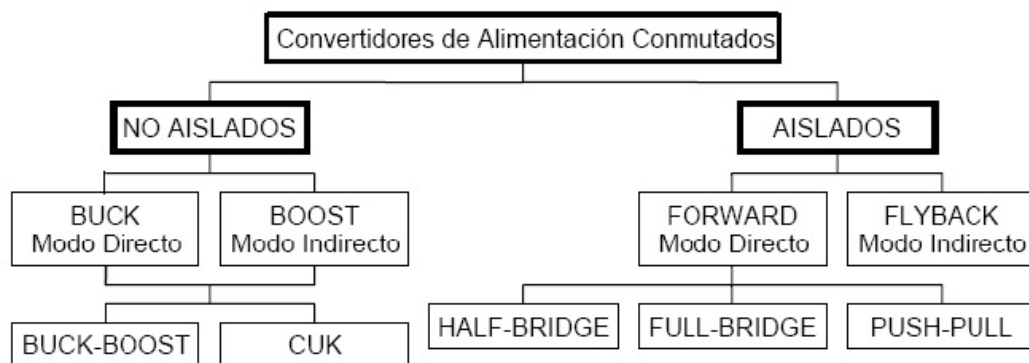


Figura 2.4: Calificación de los convertidores en función del aislamiento

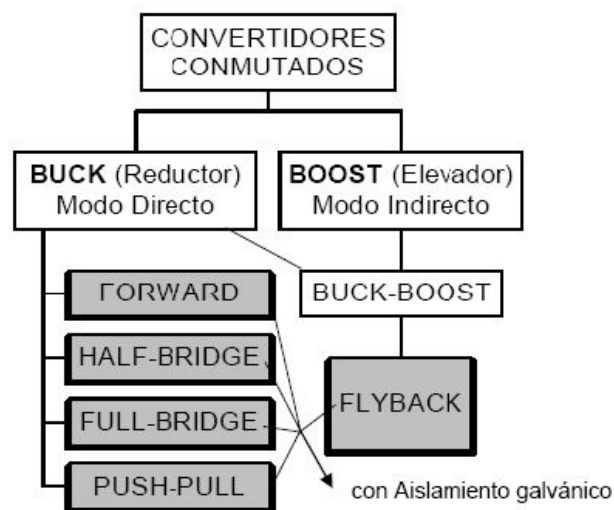


Figura 2.5: Clasificación de los convertidores en función de la relación entrada-salida

Si se tiene en cuenta una clasificación desde el punto de vista de la zona de operación magnética de los convertidores se tienen:

1. Asimétricos.

- Retroceso o Inverso (Flyback).
- Avance o Directo (Forward).

2. Simétricos.

- Contrafase (Push-Pull).
- Semipuente (Half-bridge).
- Puente (Full-bridge).

En la figura 2.6 queda reflejada dicha clasificación.

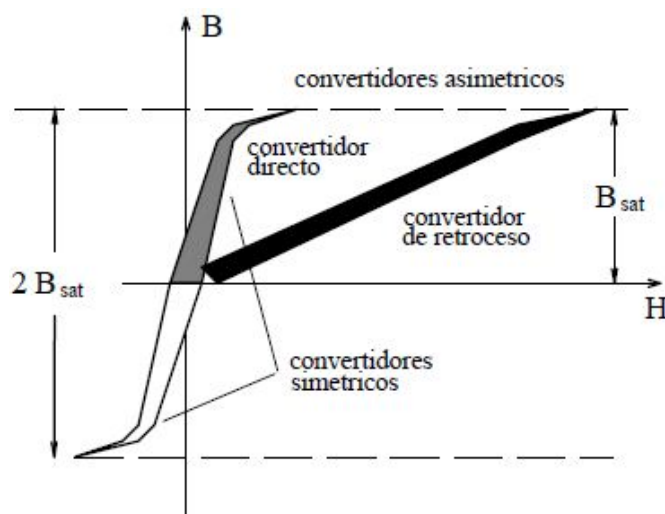


Figura 2.6: Clasificación de los convertidores en función del punto de operación magnética

2.3.1 Convertidores CC/CC con aislamiento

Los convertidores no aislados tienen un uso muy limitado pues, suministran una única tensión de salida y el rango de esta tensión queda también limitado por el voltaje de entrada y el ciclo de trabajo. La adición de un transformador elimina la mayoría de estas limitaciones y da lugar a un convertidor con las siguientes ventajas [4]:

1. Se obtiene aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida.

Esto normalmente siempre es necesario para aplicaciones alimentadas a partir de la red de 110 o 230 V donde se exige un cierto grado de seguridad frente a la electrocución. También es necesario cuando exista un rango de tensión de salida elevado del orden de kV.

2. La relación de espiras del transformador se puede seleccionar para obtener tensiones de salida muy diferentes de la de entrada.

Las versiones no aisladas quedan limitadas a un rango de aproximadamente tres veces. Gracias a la relación de transformación se puede elevar/disminuir las tensiones de entrada seleccionado un correcto número de espiras en primario y secundario del transformador. Además de esto, las corrientes de pico pueden verse reducidas optimizando el ciclo de trabajo del convertidor. Sin embargo, el empleo de un transformador también supone las desventajas de un mayor tamaño, peso y pérdidas de potencia. También es un problema la generación de picos de tensión debido a la inductancia de dispersión inevitablemente presente.

3. Se pueden obtener fácilmente varias salidas con diversidad de tensiones.

Aprovechando las características de los transformadores pueden obtenerse varias salidas a partir de una entrada sencillamente añadiendo devanados secundarios al transformador. Además, seleccionando una relación de vueltas adecuada entre el primario y los secundarios puede obtenerse diversidad de tensiones en cada una de las salidas.

2.3.2 Convertidores CC/CC simétricos/asimétricos

En los convertidores asimétricos el punto de operación magnético está siempre en un cuadrante del plano B-H, de modo que el flujo y el campo magnético nunca cambian de signo. Aún suponiendo que el núcleo sea puesto a cero en cada ciclo, solo se explota como mucho la mitad del flujo disponible. Esto se puede ver en la figura 2.6, que muestra las zonas de operación de cada convertidor.

Tanto el convertidor de retroceso como el directo, son del tipo asimétrico. La figura 2.6, también indica que el convertidor de retroceso opera con permeabilidades (B/H) e inductancia de magnetización más pequeña que el resto. Esto es así porque los devanados del convertidor de retroceso realmente funcionan almacenando la energía antes de traspasarla a la carga, y por esto se requiere un entrehierro de aire para almacenar esta energía y evitar la saturación del núcleo. El entrehierro consigue el efecto de reducir la permeabilidad global del núcleo. Todos los demás convertidores actúan verdaderamente con una acción de transformador por lo que idealmente no almacenan energía y por eso no necesitan entrehierro. [4] Esto se verá con mayor detalle cuando se estudie el convertidor Flyback en la sección 3.

En los convertidores simétricos (que por cierto, requieren siempre un número par de transistores), se usa el máximo disponible de excursión de flujo, operando en dos cuadrantes del plano B-H, por lo que el núcleo se utiliza de una forma mucho más efectiva. Los convertidos simétricos pueden producir, por tanto, más potencia que sus parientes asimétricos con igual de tamaño de núcleo.

2.4 Estructuras básicas sin aislamiento galvánico

A continuación se muestran las principales topologías de convertidores conmutado sin aislamiento galvánico. [5]

2.4.1 Convertidor Buck

El convertidor Buck o reductor convierte un nivel de tensión de entrada a otro inferior en su salida. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.7, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.8.

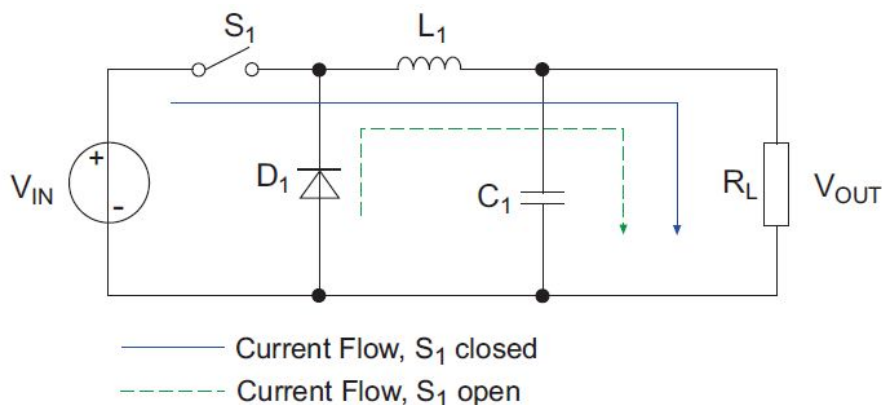


Figura 2.7: Circuito simplificado del convertidor Buck

Una forma simple de entender el funcionamiento del circuito es la de pensar que L_1 y C_1 forman un filtro paso bajo. Cuando el interruptor S_1 se cierra, el voltaje en la carga aumenta de igual forma que la carga del condensador C_1 a través de la bobina L_1 . Si el interruptor S_1 se abre, la energía almacenada en la bobina se descarga hasta llegar a cero a través del diodo D_1 , cargando nuevamente el condensador. Por lo tanto, el valor medio de tensión de salida vendrá determinado por la carga y descarga del condensador, la cual está en función de la tensión de entrada y el ciclo de trabajo del interruptor.

$$V_o = \delta V_i$$

cuando $V_i > V_o$

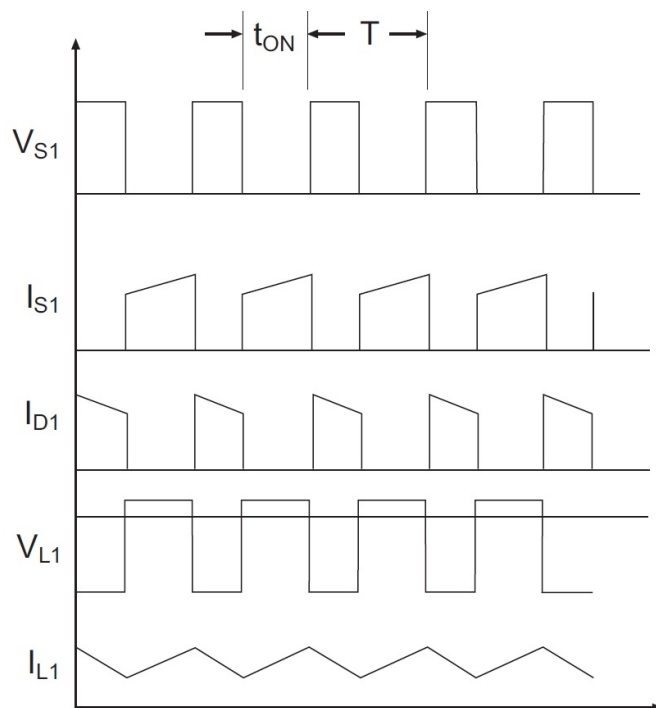


Figura 2.8: Formas de onda del convertidor Buck

2.4.2 Convertidor Boost

El convertidor Boost o elevador convierte un nivel de tensión de entrada a otro superior en su salida. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.9, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.10.

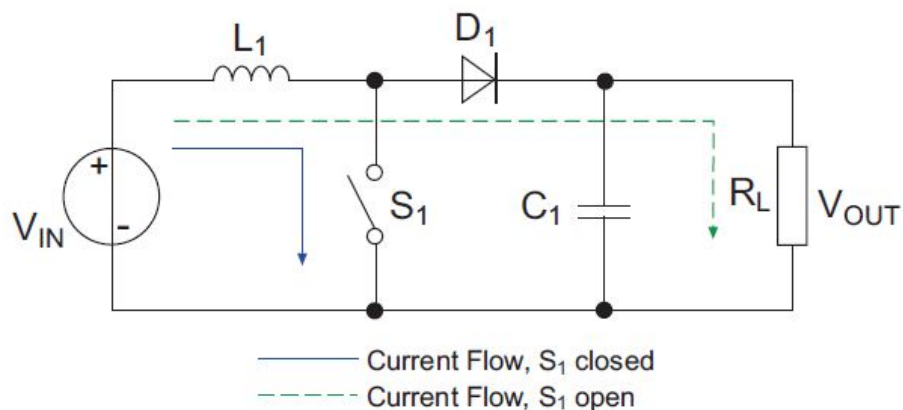


Figura 2.9: Circuito simplificado del convertidor Boost

Cuando el interruptor S_1 se cierra, la corriente fluye a través de la bobina L_1 de forma lineal siguiendo la pendiente V_{in}/L_1 . Durante este período, la corriente de

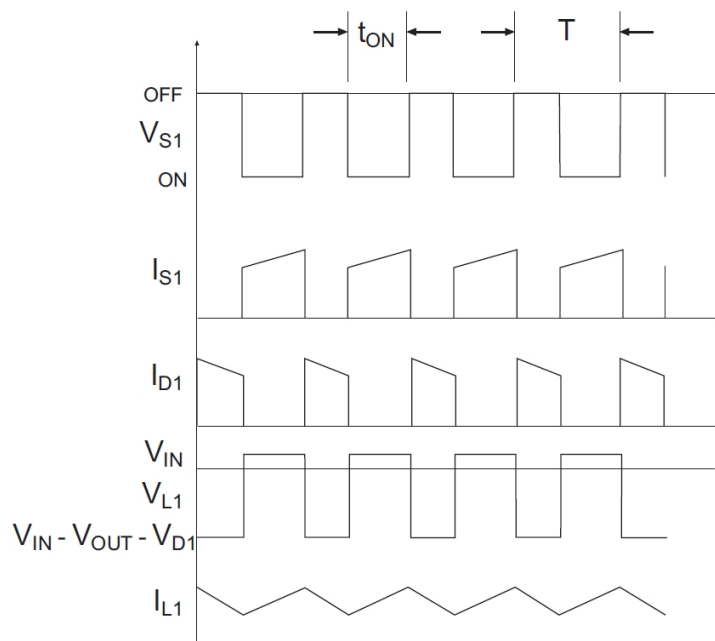


Figura 2.10: Formas de onda del convertidor Boost

carga es suministrada por C1. Al abrir el interruptor, la energía almacenada en la bobina provoca un nivel de alta tensión en la salida que se superpone a la tensión de entrada, incrementando así la tensión de salida. De esta forma, el condensador de salida C1 se carga con un nivel superior al de entrada. El diodo D1 conduce la corriente hacia el condensador y la carga. De aquí, puede deducirse la relación entre la tensión de entrada como:

$$V_o = V_i \frac{1}{1 - \delta}$$

cuando $V_i < V_o$

2.4.3 Convertidor Buck-Boost (Inversor)

El convertidor Buck-Boost o reductor-elevador convierte una nivel de tensión de entrada a otro inferior o superior en su salida pero de polaridad invertida. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.11, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.12.

En este circuito, cuando S1 se cierra, la corriente de entrada fluye a través de la bobina L1 con una pendiente $V_{in}/L1$. El diodo D1 bloquea el paso de corriente hacia la carga, por lo que la corriente de carga es provista por el condensador C1. Cuando el interruptor S1 se abre, la energía almacenada en la bobina provoca una inversión de la polaridad de la tensión de entrada permitiendo que fluya corriente

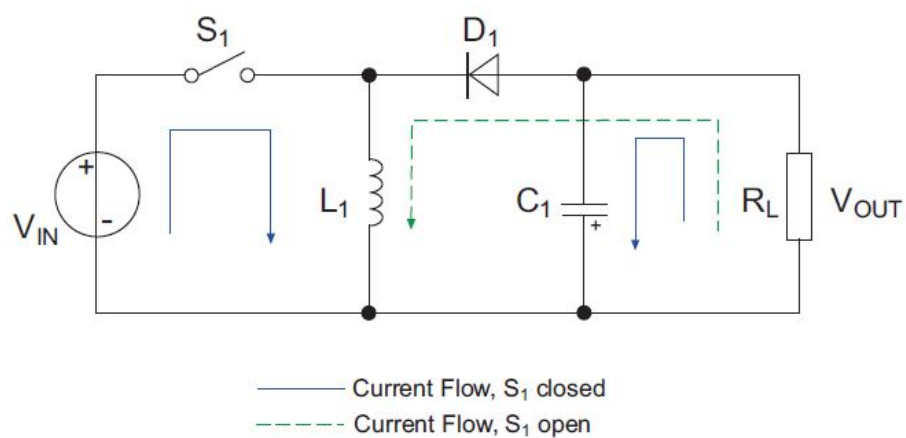


Figura 2.11: Circuito simplificado del convertidor Buck-Boost

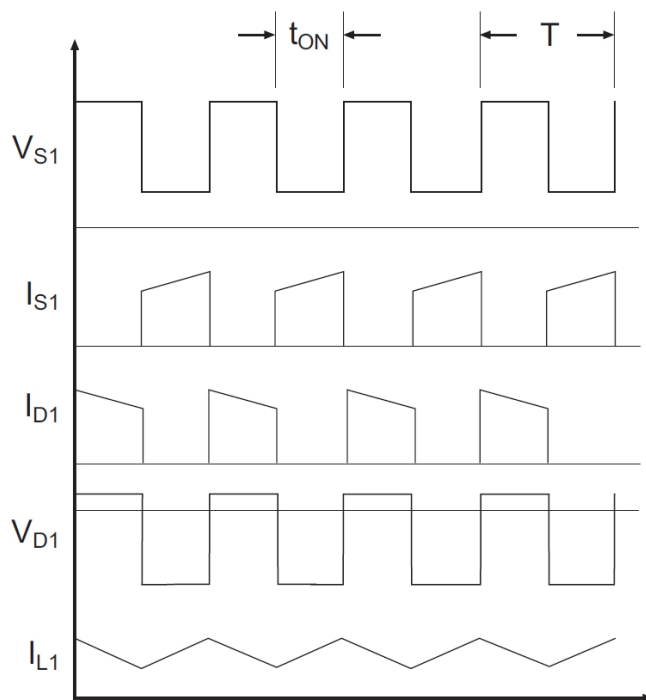


Figura 2.12: Formas de onda del convertidor Buck-Boost

por el diodo D1. La corriente decrece a razón de $V_o/L1$. Como la corriente fluye en dirección opuesta al punto de referencia de potencial, el voltaje de salida es negativo. Por esta razón, esta topología está indicada para generar tensiones negativas.

Se puede deducir que:

$$V_o = V_i \frac{-\delta}{1-\delta}$$

cuando $V_i > V_o$ ó $V_i < V_o$

2.4.4 Convertidor Cuk

Al igual que el convertidor Buck-Boost, el convertidor Cuk permite obtener niveles de tensión de salida superiores e inferiores al de entrada en función del ciclo de trabajo. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.11, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.12. En esencia, este convertidor es una fusión entre un convertidor Buck y el Boost.

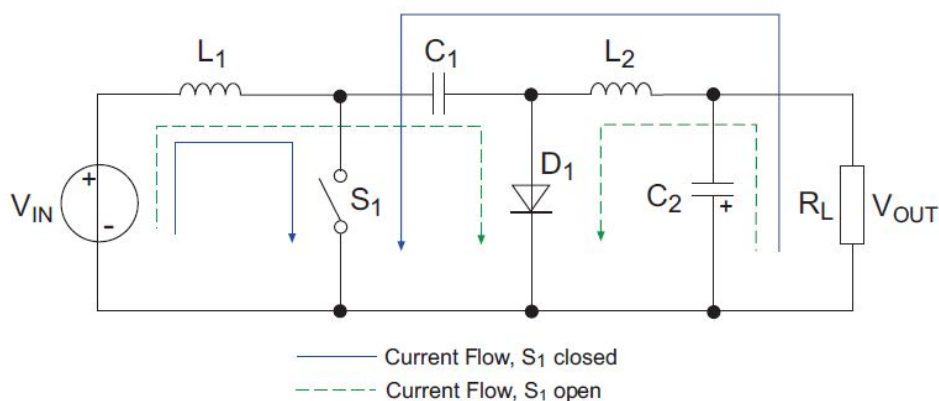


Figura 2.13: Circuito simplificado del convertidor Cuk

Se puede apreciar a simple vista como esta topología dista de las anteriores en el número de bobinas implicadas en el circuito. A diferencia del resto, esta topología emplea dos bobinas. Estas bobinas pueden compartir un mismo núcleo, ya que el flujo de corriente en ambos inductores es el mismo.

Cuando el interruptor S1 se cierra, fluye una corriente I_{L1} a través de la bobina L1 con una pendiente $V_{in}/L1$. Simultáneamente, la energía almacenada en el condensador C1 es transferida hacia la bobina L2, el condensador C2 y la carga. Al abrirse el interruptor, D1 permite realizar la transferencia de energía almacenada en

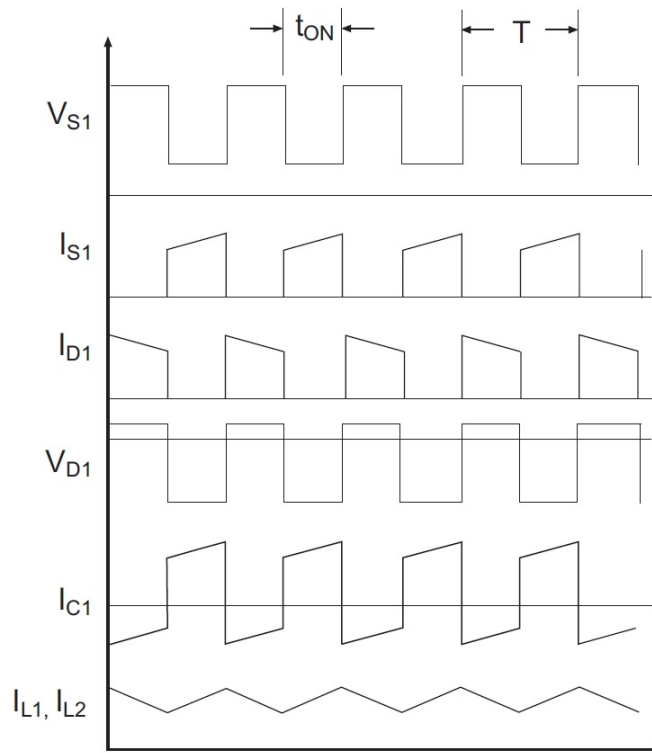


Figura 2.14: Formas de onda del convertidor Cuk

la bobina L1 hacia el condensador C1, además de permitir la transferencia de energía de L2 a C2 y hacia la carga.

Como ya se introdujo anteriormente, esta topología tiene una función de transferencia igual a la del convertidor Buck-Boost.

$$V_o = V_i \frac{-\delta}{1 - \delta}$$

cuando $V_i > V_o$ ó $V_i < V_o$

Una ventaja de este convertidor frente al Buck-Boost es que la corriente que fluye por L1 y L2 es la misma, fluyendo de forma continua. Las corrientes de entrada y salida son efectivamente filtradas por el conjunto LC, reduciendo así el problema EMC (Electromagnetic Mode compatibility). Además, el diseño es muy eficiente porque la carga y descarga a través de los condensadores y bobinas evita los altos picos de corriente asociados a pérdidas resistivas.

2.4.5 Convertidor Sepic

Una desventaja del convertidor Buck-Boost es la polaridad invertida de salida. Este problema puede ser resuelto al rotar la bobina L1 y el diodo D1. Ahora, la

polaridad de salida es la misma que la de la entrada. El nombre del convertidor proviene del diseño llamado “*Single Ended Primary Inductor Converter*”.

En esencia, esta topología es idéntica a la del convertidor Cuk, salvo por la rotación entre el diodo y la bobina comentado anteriormente. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.15, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.16.

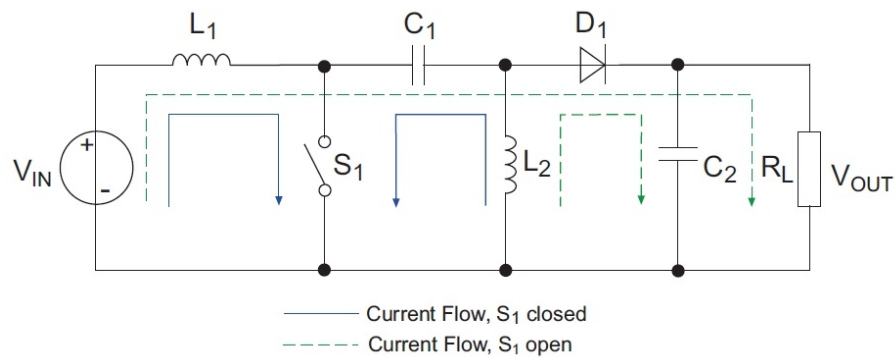


Figura 2.15: Circuito simplificado del convertidor Sepic

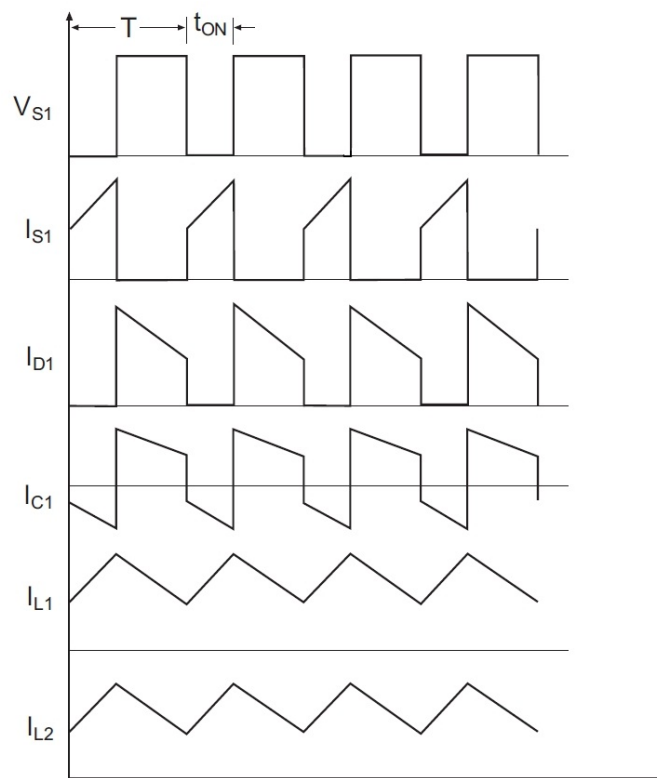


Figura 2.16: Formas de onda del convertidor Sepic

Del análisis del circuito puede obtenerse que:

$$V_o = V_i \frac{\delta}{1 - \delta}$$

cuando $V_i > V_o$ ó $V_i < V_o$

La función de transferencia del circuito es idéntica a la del convertidor Buck-Boost salvo por la polaridad de salida obtenida.

2.4.6 Convertidor Zeta

Otra variación del convertidor Sepic es el Zeta o Sepic Invertido. En este diseño, en lugar de haber una etapa elevadora seguida de una etapa reductora se emplea el sistema inverso, una etapa reductora seguida de una etapa elevadora. Un circuito simplificado se muestra en figura 2.17, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.18.

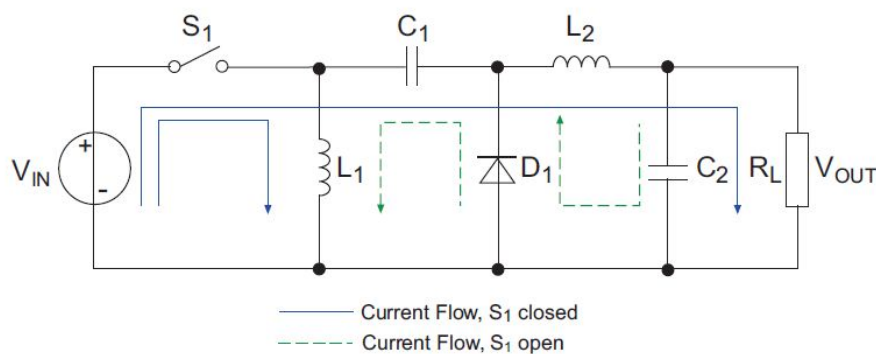


Figura 2.17: Circuito simplificado del convertidor Zeta

La relación entre la entrada y la salida viene dada por:

$$V_o = V_i \frac{\delta}{1 - \delta}$$

cuando $V_i > V_o$ ó $V_i < V_o$

Una ventaja de la topología Zeta frente a la Sepic es que es más estable frente a cambios transitorios en la carga y variaciones de la tensión de entrada.

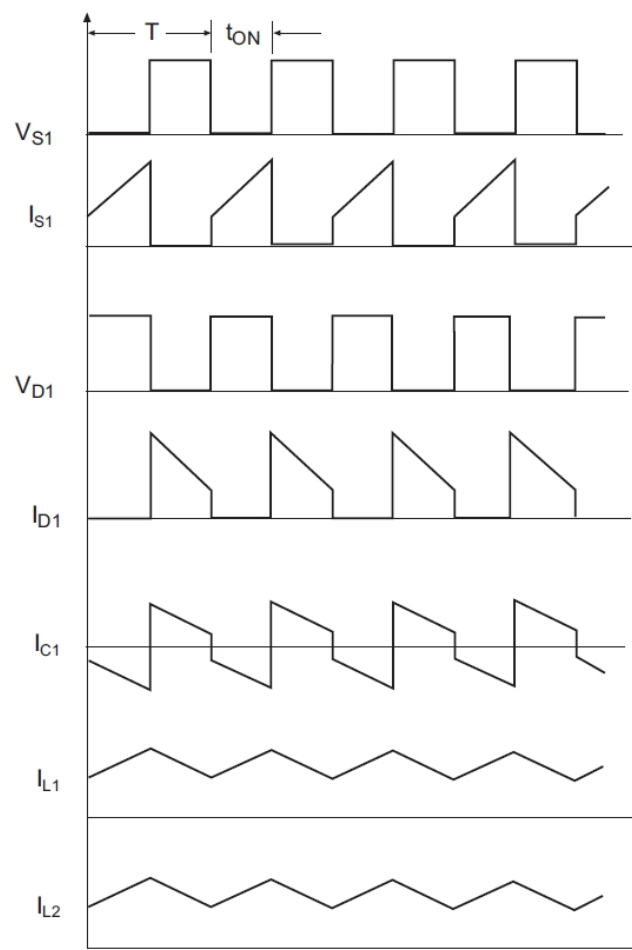


Figura 2.18: Formas de onda del convertidor Zeta

2.5 Estructuras básicas con aislamiento galvánico

Existen multitud de convertidores con aislamiento galvánico cuya topologías son diferentes entre sí o tan solo incluyen matices en alguna parte de su estructura o funcionamiento. Por ello, en este apartado sólo se comentarán, a modo introductorio, los convertidores aislados cuyo uso está más extendido.[5]

2.5.1 Convertidor Flyback

Este convertidor será explicado en detalle en el capítulo 3.

2.5.2 Convertidor Forward

Un circuito simplificado se muestra en figura 2.19, siendo las formas de onda características las mostradas en la figura 2.20.

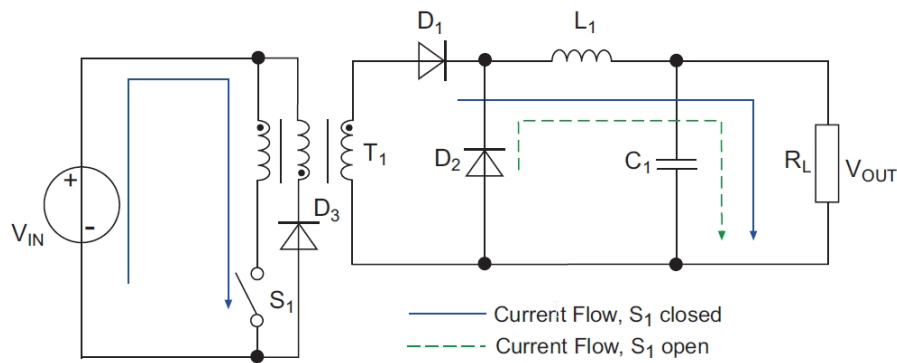


Figura 2.19: Circuito simplificado del convertidor Forward

Aunque el convertidor Forward tiene cierto parecido con la topología Flyback, funciona de una forma completamente distinta. El voltaje de entrada es convertido a una tensión de salida regulada en función de la relación de vueltas del transformador.

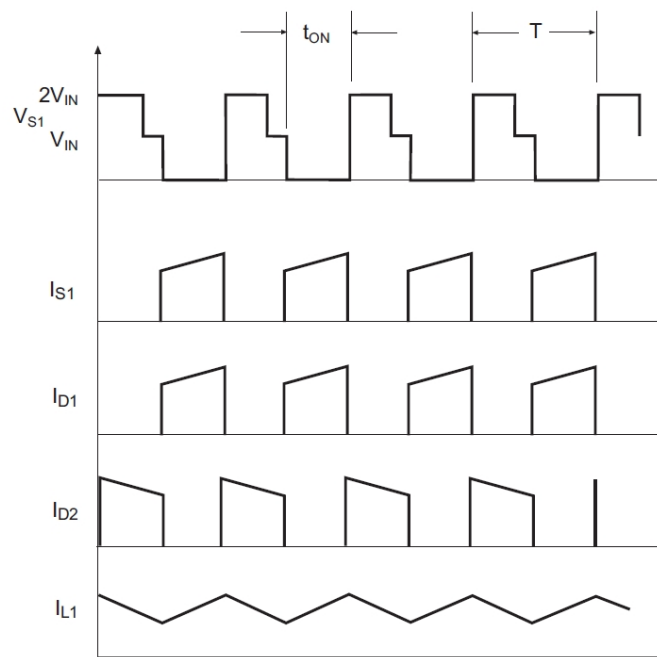


Figura 2.20: Formas de onda del convertidor Forward

Al igual que en el convertidor Flyback, cuando S_1 está cerrado, a través del devanado primario del transformador fluye una corriente V_{in}/L_p . La corriente primaria induce un aumento de la corriente secundaria debido al acoplamiento magnético, cuya magnitud en voltaje atiende a la relación V_{in}/N . La corriente del devanado secundario fluye a través del diodo D_1 y la bobina L_1 . Esta corriente circula hacia el condensador de salida C_1 y la carga R_L .

Cuando se alcanza el voltaje deseado en el condensador C_1 , por orden del control, el interruptor S_1 se abre. En este instante, se interrumpe el flujo de corriente desde

la fuente de entrada. Con el fin de que el núcleo no colapse se emplea el diodo D3 para restablecer el flujo magnético. Además, al abrirse el interruptor, se produce una inversión de polaridad en el secundario y la corriente disminuye con una tasa de V_{out}/L_1 a través de D2 hasta que C1 alcanza el valor de tensión mínimo permitido por la etapa de control. En ese momento, se inicia un nuevo ciclo cerrando el interruptor S1.

A diferencia del convertidor Flyback, el convertidor Forward transfiere energía desde el primario hasta el secundario de forma continua en lugar de almacenar energía durante el cierre del interruptor y descargarla durante la apertura de éste, por lo que el núcleo no necesita air-gap o entrehierro. El núcleo también puede tener una inductancia más alta, ya que las pérdidas por histéresis no son tan críticas.

La desventaja de esta topología es que se incrementa el coste de los componentes y se necesita una carga mínima para evitar que el convertidor entre en modo discontinuo, lo que provocaría un dramático cambio en la función de transferencia.

La relación entre la salida y la entrada viene dada por la expresión:

$$V_o = V_i \frac{\delta}{N}$$

2.5.3 Convertidor Push-Pull

El convertidor Push-Pull, también llamado de contrafase, convierte una tensión de entrada en una de menor o mayor nivel en su salida, pero requiere una división en los devanados del transformador. En la figura 2.21 se muestra el circuito simplificado de este convertidor, siendo la figura 2.22 la representación de la formas de onda de tensión y corrientes asociadas a éste.

Cuando el interruptor S1 se cierra, la corriente aumenta en el devanado primario a razón de $V_{in}/L_{T1,AP}$. Simultáneamente, en el devanado secundario de T1 se establece un voltaje V_{in}/N debido al acoplamiento magnético entre el primario y secundario del transformador. La corriente del secundario fluye a través del diodo D1 y de la bobina L1, aumentando linealmente a razón de $((V_{in}/N) - V_{out})/L1$. Esta corriente también fluye hacia el condensador de salida C1 y la carga R_L .

Cuando el interruptor S1 se abre, se produce una inversión de la polaridad en el secundario haciendo que el diodo D1 esté en corte. Sin embargo, la corriente sigue fluyendo hacia la salida a través del diodo D2 y L1 gracias a la tensión invertida del devanado $T1_{BS}$. Ahora la corriente disminuye linealmente en proporción $V_{out}/L1$.

Cuando S2 se cierra comienza un nuevo ciclo, pero es el devanado secundario $T1_{BS}$ quien proporciona corriente en este momento.

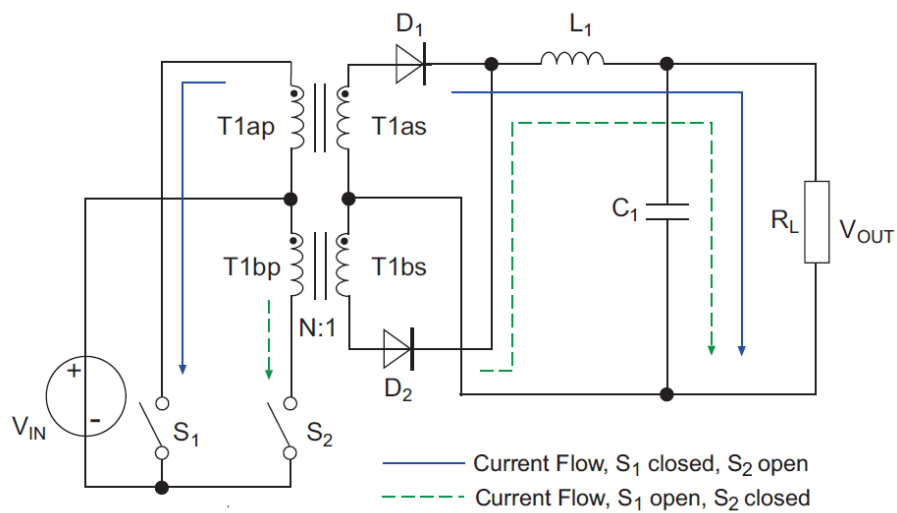


Figura 2.21: Circuito simplificado del convertidor Push-Pull

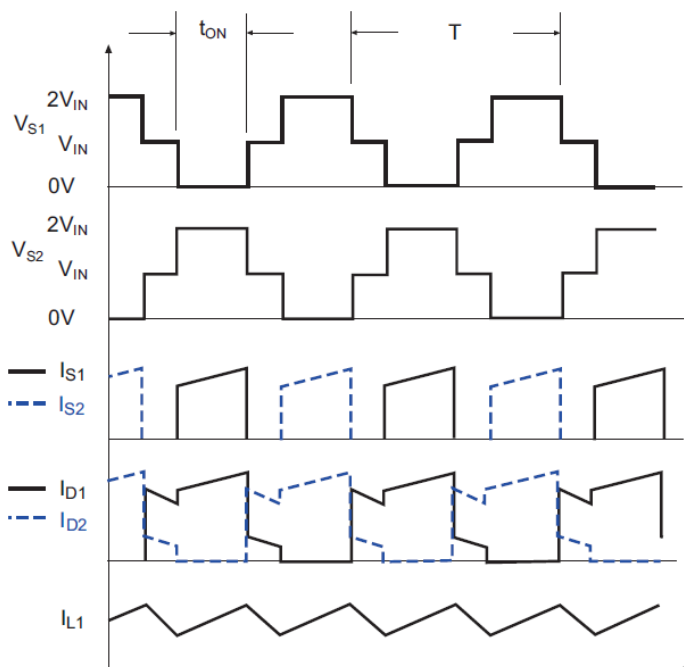


Figura 2.22: Formas de onda del convertidor Push-Pull

La relación entre la entrada y la salida viene dada por:

$$V_o = 2V_i \frac{\delta}{N}$$

cuando $V_i > V_o$

Puesto que, el ciclo de trabajo de ambos interruptores es del 50 %, es muy importante asegurar que los dos interruptores no estén activos en el mismo instante de tiempo, ya que fluirían corrientes elevadas a través de estos produciendo un cortocircuito. Por lo tanto, se requiere el uso de un tiempo muerto entre la apertura de un interruptor y el cierre de otro.

Debido a que el convertidor Push-Pull utiliza ambos cuadrantes de la curva B-H de operación magnética, en lugar de tan sólo el primer cuadrante como en el caso de un convertidor directo, una topología push-pull puede transferir el doble de potencia para el mismo tamaño de transformador. Esto hace que sea una topología adecuado para la ampliación de potencias de salida o para la fabricación de convertidores DC / DC subminiatura de baja potencia.

2.5.4 Convertidores Half Bridge y Full Bridge

Una topología similar a la del convertidor Push-Pull es la de medio puente y la de puente completo, que utilizan dos o cuatro interruptores para dirigir la corriente a través del primario del transformador, que a diferencia del Push-Pull ya no necesita la conexión de toma central primaria, aunque se siga manteniendo en el lado secundario de éste. En las figuras 2.23 y 2.24 se muestran el convertidor Half Bridge (medio puente) y Full Bridge (puente completo) respectivamente.

El convertidor en medio puente utiliza dos condensadores (C1 y C2) para dividir la tensión de entrada, de modo que uno de los extremos del bobinado primario se mantiene a $V_{in}/2$, mientras los interruptores S1 y S2 conmutan alternativamente, conectando el otro extremo del devanado a V_{in} o GND .

La relación entre la entrada y la salida para el medio puente viene dada por:

$$V_o = V_i \frac{\delta}{N}$$

Las ventajas del medio puente sobre la topología Push-Pull son que los conmutadores tienen para soportar solo la tensión de entrada V_{in} en lugar de $2V_{in}$ y que solo se necesita un bobinado primario simple en lugar de un “center-tap”. La eficiencia general suele ser más alta, por lo que esta topología se presta a aplicaciones de mayor potencia. La desventaja es la alta corriente de rizado en C1 y C2, que tienen que ser

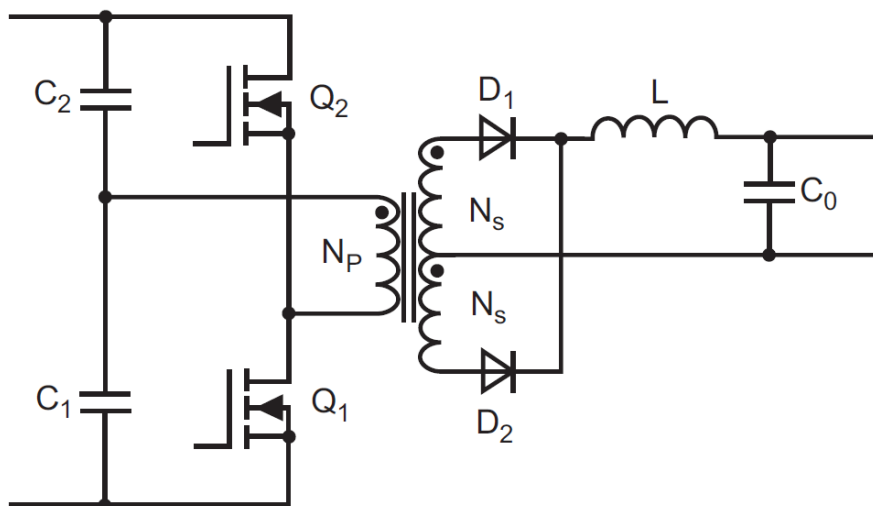


Figura 2.23: Circuito simplificado del convertidor Half Bridge

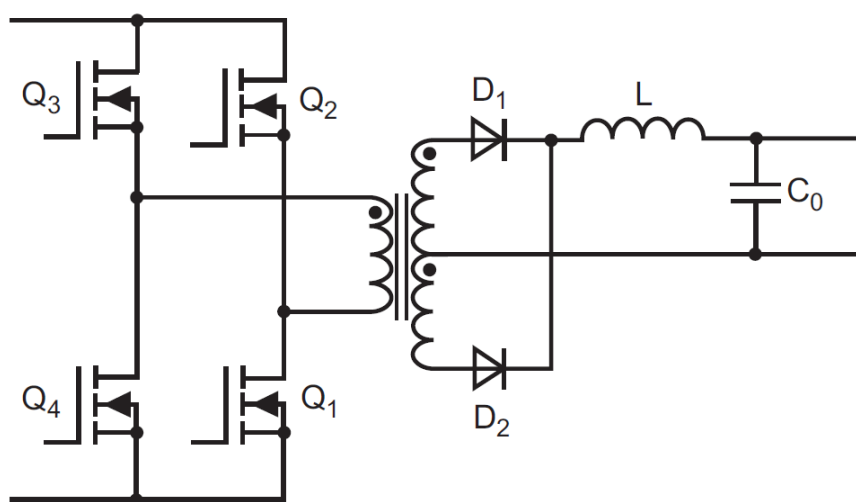


Figura 2.24: Circuito simplificado del convertidor Full Bridge

cuidadosamente seleccionado para que no se produzca un exceso de temperatura. El ciclo de trabajo también está limitado típicamente al 45 % para evitar que S1 y S2 entren en conducción al mismo tiempo. Además, es necesario un controlador del lado de alta para S2.

Las desventajas del medio puente pueden ser eliminadas mediante el uso de la topología de puente completo, usando cuatro interruptores. De este modo, en el devanado primario del transformador siempre habrá la tensión de entrada al completo, activando los transistores en la secuencia:

$$S_3 + S_1 \rightarrow ON; S_2 + S_4 \rightarrow OFF; S_2 + S_4 \rightarrow ON; S_1 + S_3 \rightarrow OFF;$$

El control de conmutación del circuito tiene un grado de complejidad mayor al de medio puente, ya que es necesario dos drivers en el lado alto del puente. Este tipo de convertidores son empleados para aplicaciones en las que se requiere alta potencia y añadir un número mayor de componentes no supone un coste significativo.

La relación entre la entrada y la salida para el puente completo viene dada por:

$$V_o = 2V_i \frac{\delta}{N}$$

2.6 Criterios de selección

No existe una escala que determine qué convertidor es mejor y cuál peor. Cada convertidor tiene unas características específicas que son adecuadas para unas aplicaciones concretas.

Para seleccionar el convertidor es necesario conocer a fondo los requisitos del sistema y las ventajas e inconvenientes que presenta cada topología. De esta forma, la elección que se realice será óptima.

Los criterios de selección más relevantes son:

1. Aislamiento entre la entrada y salida.

Generalmente en las fuentes de alimentación conmutadas existe un transformador para proporcionar aislamiento entre la entrada y la salida de la misma, proporcionando esto un grado alto de seguridad al romper el contacto eléctrico entre las distintas partes del sistema.

La presencia del transformador permite, además, disponer de diferentes salidas aisladas de la entrada pudiendo todas ellas tener distintos niveles de tensión. Sin embargo, en las estructuras no aisladas esto no es posible, ya que hay una transferencia de potencia directa entre entrada y salida exclusivamente. Las estructuras no aisladas se suelen utilizar para cargas finales (load-converters o board-level converters).

Una ventaja adicional que proporciona la elección de una topología aislada es que puede elegirse un ratio de tensión (o corriente), entre entrada y salida, mucho más elevado que los convertidores no aislados. La relación de espiras entre primario y secundario del transformador permitirá elevar o reducir niveles de tensión de un rango mucho más amplio que en las topologías no aisladas.

2. Niveles de tensión y corrientes soportados en los inductores.

Los convertidores de alimentación conmutados son convertidores de potencia constante, por lo que se mantiene una relación ideal $P_o = P_i$. Según este principio, para una potencia de salida constante P_o , la corriente pico de entrada será elevada si la tensión aplicada al primario del transformador es reducida. De igual forma pasa en el caso contrario. Por lo tanto, hay que considerar estos parámetros en la fase de diseño y encontrar una relación adecuada.

3. Potencia máxima entregada.

Cada topología presenta una curva característica de variación de la densidad de flujo. Ver figura 2.6 en la sección 2.3.2. En función del tipo de curva, tamaño y tipo de material del núcleo del transformador puede obtenerse una mayor o menor capacidad de transferencia de potencia. En este punto intervienen otros factores como la frecuencia de conmutación, pérdidas características del núcleo o las pérdidas en el cobre. De todo esto dependerá el rendimiento del transformador.

A continuación se presenta una tabla donde se muestran las potencias máximas típicas en función de la topología del convertidor.

Topología del Convertidor	Potencia máxima típica
Flyback	200 W
Forward	300 W
Forward/Flyback dos transistores	400 W
Push-Pull	500 W
Half-Bridge	1000 W
Full-Bridge	> 1000 W

Tabla 2.1: Potencia máxima típica en función de la topología del convertidor

4. Nivel de estrés de tensión y corriente en los componentes.

En función de los niveles de tensión y corriente que hayan en el lado del primario habrá que realizar la selección del transistor de potencia adecuado. Estos niveles variarán dependiendo de la topología empleada en el convertidor.

De igual forma, en el lado del secundario, habrá que realizar una correcta selección de los diodos y condensadores para que soporten las corrientes y tensiones de salida.

En ambos casos, hay que prever la vida útil de estos componentes así como los niveles máximos soportados por cada uno de ellos e incluir un margen de seguridad para que éstos no trabajen en sus zonas límites, ya que el deterioro del componente sería mucho más rápido.

5. Coste y complejidad de diseño.

Cada topología presenta una complejidad de diseño mayor que otra. Dependiendo de la aplicación para la que se realice el diseño y los requisitos del sistema, se podrá seleccionar una topología que presente un grado bajo de complejidad de diseño. En la mayoría de los casos, esto va ligado a un bajo número de componentes constituyentes (aunque esto no tiene por qué siempre ser cierto). Un bajo número de elementos se traduce en menor coste. De igual forma, los niveles de tensión y corriente que cada elemento tenga que soportar influirán en el coste del convertidor.

2.7 Sistema de control PWM

En las fuentes de alimentación conmutadas puede existir la presencia o no de un lazo de control. La decisión de implementar este sistema de control va ligado a las necesidades concretas de la aplicación. En la mayoría de las aplicaciones industriales es necesario tener un control preciso y estable de la salida de la fuente frente a cualquier variación que pueda sufrir el sistema, tanto de forma interna como externa. Estas variaciones pueden estar provocadas por aumento de temperatura de los componentes constituyentes, variaciones en la carga, disminución de la potencia de entrada, etc.

A la hora de tomar una decisión, en cuanto a control se refiere, es necesario tener claro como de permisiva es la carga frente a variaciones de tensión y/o corriente (respuesta dinámica, regulación de línea y carga). Si la carga tiene un alto grado de rechazo a variaciones será estrictamente necesario incluir un lazo de control.

Por lo tanto, podemos distinguir entre:

1. **Control en lazo abierto. (Sin realimentación)**
2. **Control en lazo cerrado. (Realimentación negativa)**

- Modo tensión.
- Modo corriente.

Gracias a la implementación de algunos de estos métodos de control se podrá, además de regular y estabilizar la salida, añadir un grado de protección superior a la fuente de alimentación. Sobrecarga, sobretensión, arranque suave, son algunos ejemplos.

2.7.1 Control modo tensión

Como se introdujo en la sección 2.2, el control del valor de tensión de salida viene dado por la relación entre el tiempo activo de conmutación y el período de conmutación. Es intuitivo pensar que si la tensión de salida sufre variaciones puede ser ajustada nuevamente mediante variaciones del ciclo de trabajo del interruptor de potencia.[5]

Cuando el lazo de control está diseñado para ser sensible solamente a las variaciones de tensión en la carga, no se miden las variaciones de corriente de salida o variaciones de tensión de entrada, por lo que hay que esperar a que éstas se reflejen en la tensión de salida, conllevando ello la necesidad de esperar varios períodos de conmutación para que la tensión de salida se estabilice.

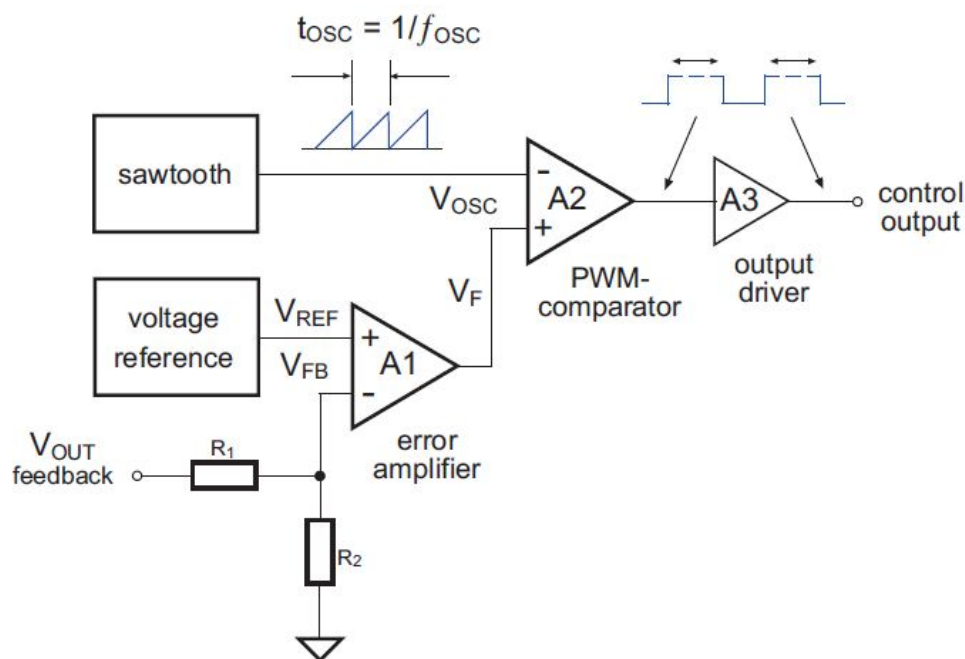


Figura 2.25: Diagrama de bloques del controlador PWM modo tensión

La figura 2.25 muestra el esquema de un controlador PWM en modo tensión. En él, el elemento A1 es un amplificador de error el cual compara una porción de la tensión de salida con un valor de referencia. La porción de tensión de salida se consigue gracias a un divisor resistivo formado por R1 y R2. Posteriormente, se genera una señal rampa la cual aumenta linealmente desde cero hasta un cierto valor de tensión, correspondiente al valor máximo del ciclo de trabajo del convertidor. Esta señal rampa es comparada con la señal de error procedente de A1 en el comparador PWM A2 dando lugar a una señal periódica con ciclo de trabajo variable. El aumento o disminución de la tensión de salida afecta directamente en el ancho del pulso generado por el comparador PWM. El driver A3 es opcional y se emplea para el control de la puerta del interruptor de potencia.

Debido a que existe un rizado permanente en la tensión de salida, el controlador PWM modo tensión está continuamente realizando variaciones del ciclo de trabajo. Esto puede provocar que, en determinados momentos, la tensión de salida sobrepase el nivel deseado, sea igual o esté por debajo de éste. Para que el lazo de realimentación no esté provocando variaciones constantes del ciclo de trabajo puede frenarse el tiempo de actuación del controlador. No obstante, esto repercute en la respuesta dinámica de la fuente frente a variaciones repentinas en la carga o en la tensión de entrada.

2.7.2 Control modo corriente

Cuando los requisitos del sistema imponen una rápida respuesta transitoria ante variaciones mencionadas en el apartado anterior, es necesario incluir un sistema de realimentación en modo corriente el cual, a diferencia del modo tensión, tiene una mayor respuesta dinámica.[5]

En el control modo corriente el lazo de realimentación está dividido en dos. Uno es el lazo de control tensión externo y otro un lazo de control de corriente interno. El resultado es que para cada pulso, no solo se compensan las variaciones de tensión de salida sino, además, las variaciones causadas por la corriente de carga.

Un ejemplo típico es el mostrado en la figura 2.26 donde parte de su estructura es idéntica a la del control modo tensión, en la que el amplificador de error A1, el comparador PMW A2 y el driver A3 siguen un mismo patrón de actuación. Adicionalmente, se ha añadido un flip-flop G1 y un oscilador que genera pulsos sincrónicos a una frecuencia determinada.

La gran diferencia es que ahora, el comparador PWM compara la tensión de salida con una tensión sensada en R_s , la cual es proporcional al pico de corriente del primario. Ahora la corriente de entrada es susceptible a los cambios en la corriente de carga, lo que añade un grado más de regulación, quedando compensado en el siguiente ciclo de reloj.

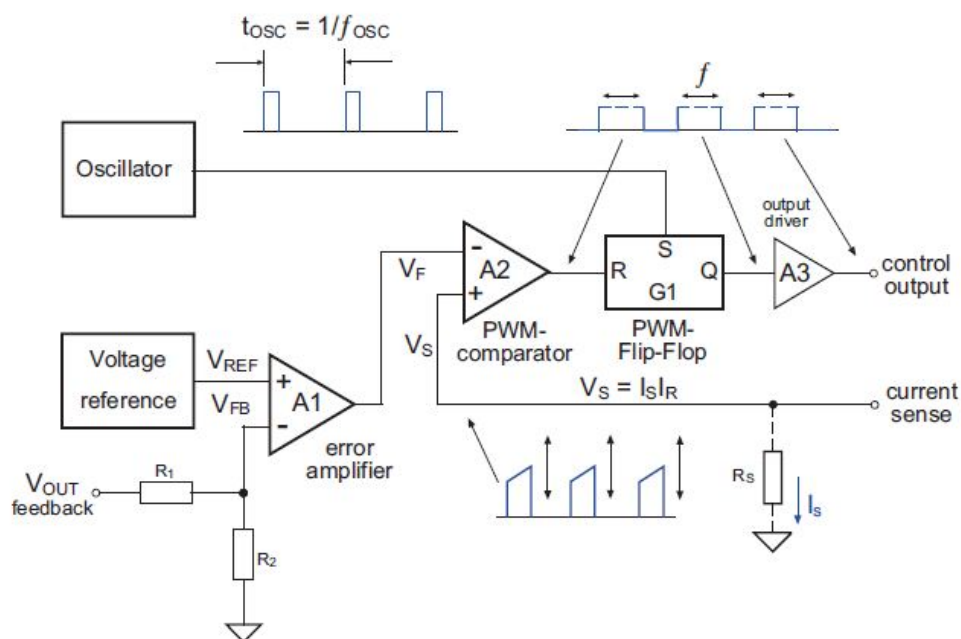


Figura 2.26: Diagrama de bloques del controlador PWM modo corriente

CONVERTIDOR CONMUTADO FLYBACK

3.1 Introducción

El convertidor más sencillo, dentro de las topologías aisladas es el denominado de retroceso o Flyback. Su estructura básica se muestra en la figura 6.1. Su funcionamiento es similar al del convertidor elevador-reductor del cual deriva.

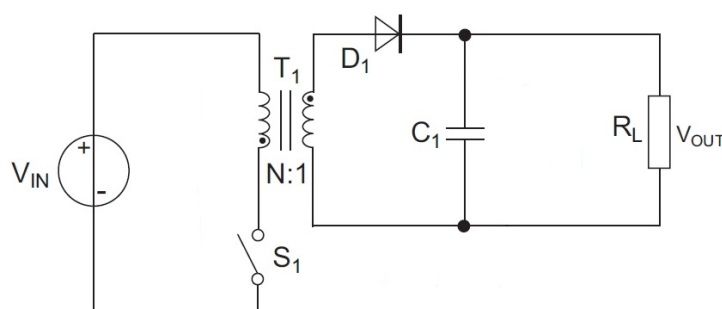


Figura 3.1: Esquema simplificado del convertidor Flyback

El convertidor Flyback tiene una serie de características que lo hacen muy interesante en aplicaciones donde se requieren altos niveles de tensión y una corriente de salida baja. La limitación de potencia viene dada por los altos niveles de rizado de corriente en el transformador y componentes de salida, afectando esto al rendimiento del convertidor. El rango de potencias alcanzable está por debajo de los 150W.

Además de esto, este tipo de convertidor es muy empleado en aplicaciones donde se requieren múltiples salidas semirreguladas desde una sola entrada.

Debido al bajo número de elementos que constituyen este circuito y la relativa sencillez de su diseño es un convertidor idóneo para aplicaciones de bajo coste.

Este tipo de convertidor presenta una serie de peculiaridades que han de ser tenidas en cuenta. El transformador empleado en esta topología no es un transformador clásico donde la circulación de corriente entre primario y secundario sea simultánea. En el convertidor Flyback la energía es almacenada en el elemento magnético del

lado primario durante un período de tiempo establecido y, posteriormente, esta energía es transferida hacia el secundario. La transferencia de energía esta controlada por el interruptor de potencia. Esta cualidad hace que el volumen de los transformadores Flyback sea mayor que en el resto de topologías para una misma frecuencia de conmutación; teniéndose además que tener en cuenta el uso de un “air gap” o entrehierro para aumentar la reluctancia del núcleo y con ello la capacidad de almacenar energía (véase Tabla 3.1). Debido a esta capacidad para almacenar energía los transformadores Flyback son realmente dos bobinas acopladas.

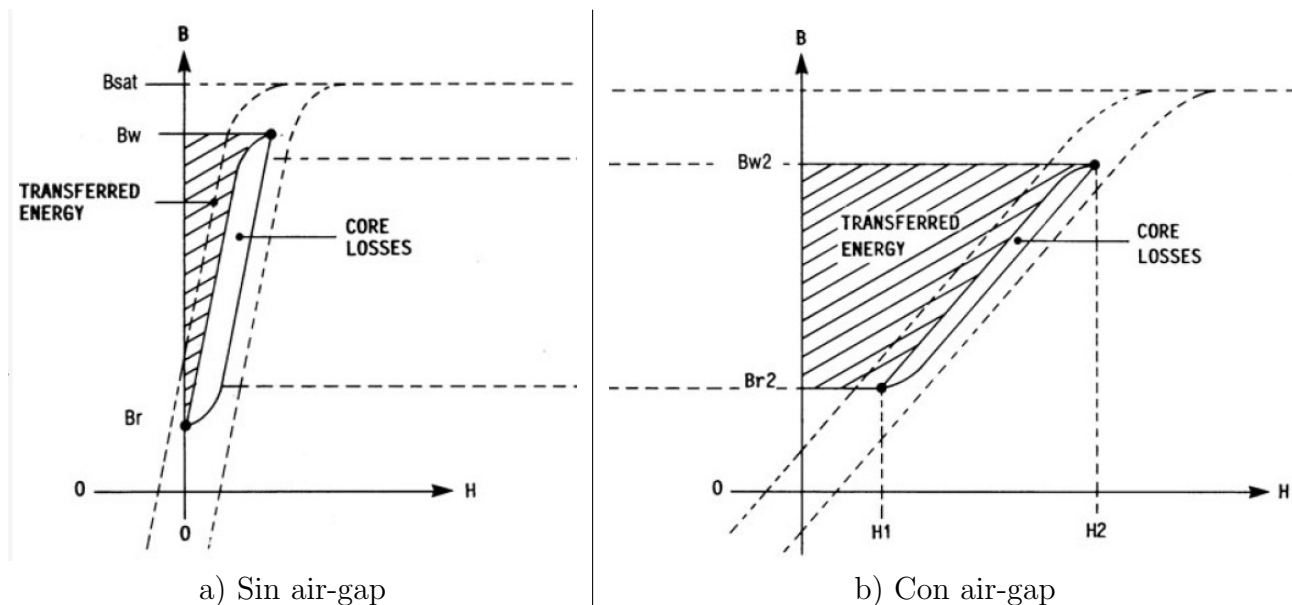


Tabla 3.1: Energía transferida en el convertidor Flyback

3.2 Principio de funcionamiento

Como en el resto de topologías estudiadas en el capítulo 2, el principio de funcionamiento es el mismo. A partir de una tensión DC de entrada se consigue una tensión DC de salida de mayor o menor nivel en función del ciclo de trabajo y la relación de transformación. No obstante, como se mencionó en la introducción de este capítulo, el Flyback tiene una forma de operar peculiar, ya que el transformador tiene la capacidad de almacenar energía y posteriormente transferirla. Debido a esto, pueden darse dos modos de operación de convertidor:

1. **Modo continuo o transferencia de energía incompleta.**
2. **Modo discontinuo o transferencia de energía completa.**

Cuando el interruptor de potencia se cierra, en el primario hay una tensión positiva. Éste a su vez, induce una tensión negativa en el secundario lo que provoca

que el diodo de salida este polarizado en inversa por lo que no conducirá corriente hacia la carga. En este momento, el condensador de salida es el encargado de ceder corriente a la carga. Además, como en el secundario del transformador no hay circulación de corriente, el transformador se comporta como un inductor puro y en el primario se almacena energía.

Se produce un incremento lineal de corriente que viene determinado por:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_p}{L_p}$$

Como puede verse en la figura 3.2, mientras el interruptor está cerrado, virtualmente no existe secundario. Durante el tiempo de conducción del interruptor la corriente en el primario aumenta linealmente hasta alcanzar su valor de pico. De la misma forma, la densidad de flujo magnético en el núcleo se incrementa desde un valor residual B_r hasta alcanzar el valor de pico de trabajo B_w . [6]

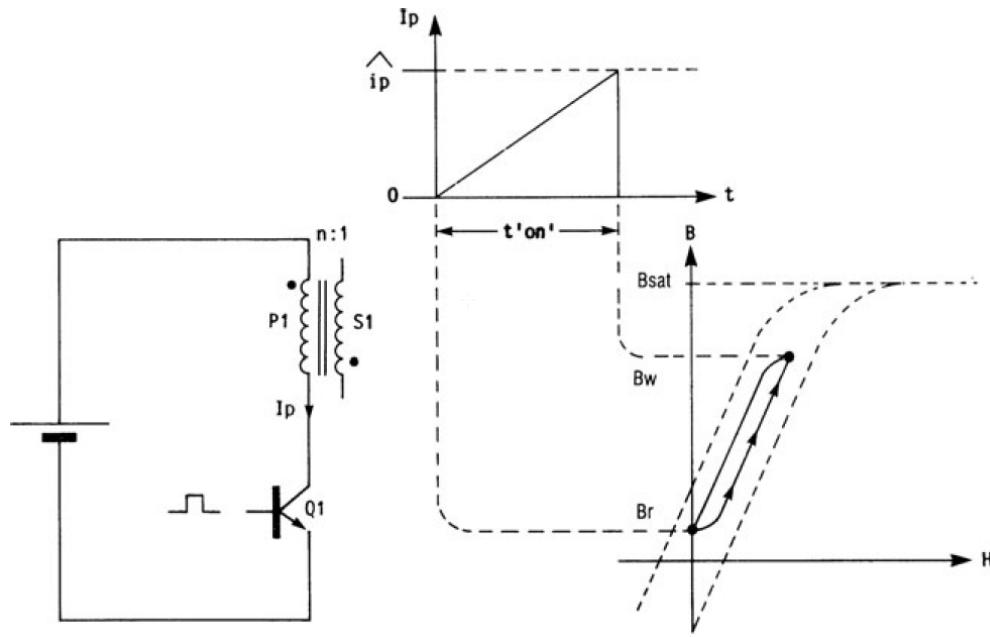


Figura 3.2: Correspondencia corriente-densidad de flujo durante el tiempo de “on”

El estado opuesto viene dado cuando se produce la apertura del interruptor (ver figura 3.3). En este momento, virtualmente no existe primario. Es ahora cuando se produce la transferencia de energía almacenada en el núcleo hacia la salida. Debido a la acción “Flyback” (ahora la densidad de flujo cambia de sentido), la tensión del secundario se invierte polarizando el diodo en directa, lo que permite la circulación de corriente hacia la carga y el condensador de salida pero con una magnitud distinta a la del primario, la cual viene dada por la relación de transformación.

En este estado, la corriente del secundario tiene un valor de pico $I_s = nI_p$. La corriente disminuirá linealmente según:

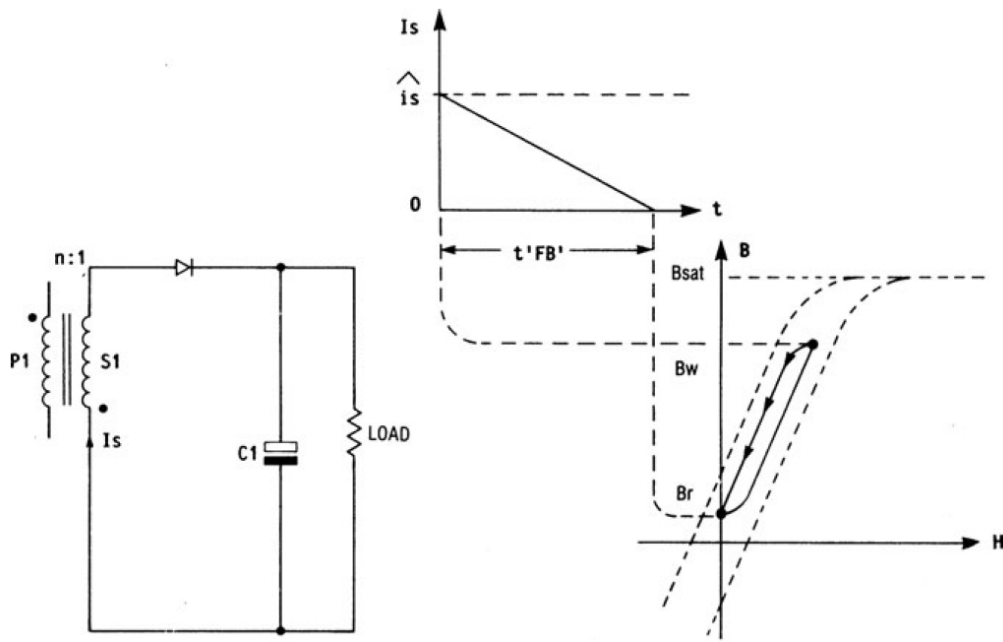


Figura 3.3: Correspondencia corriente-densidad de flujo durante el tiempo de “off”

$$\frac{d_{is}}{dt} = \frac{V_s}{L_s}$$

La corriente del secundario podrá alcanzar el nivel cero o no en función del modo de operación del convertidor. Si el tiempo del período “Flyback” es inferior al tiempo de “off” el convertidor estará operando en modo discontinuo, por lo que la densidad de flujo variará desde el valor de pico B_w hasta el valor residual B_r . [6]

En resumen, si la corriente en el secundario alcanza el valor cero antes del arranque del siguiente período “on” (nuevo cierre del interruptor) el convertidor operará en modo discontinuo. En oposición a esto, si toda la energía almacenada en el núcleo no ha sido transferida, el convertidor operará en modo continuo. En el siguiente período “on” habrá un nivel de corriente sobre el que arrancará el nuevo período de almacenamiento de energía.

En la figura 3.4 se puede apreciar como $I_s(1)$ alcanza cero antes del siguiente período de conmutación. Si el comportamiento del convertidor viene dado por la forma de onda de $I_s(2)$ éste se hallará en un punto denominado modo frontera.

Si ahora se analiza la figura 3.5 se ve como el nivel de corriente del primario parte de un nivel $I_p(1)$ y alcanza su nivel de pico $I_p(2)$ durante el tiempo de “on”. En el período “Flyback” la corriente decrece sin llegar a cero antes del siguiente período de conmutación.

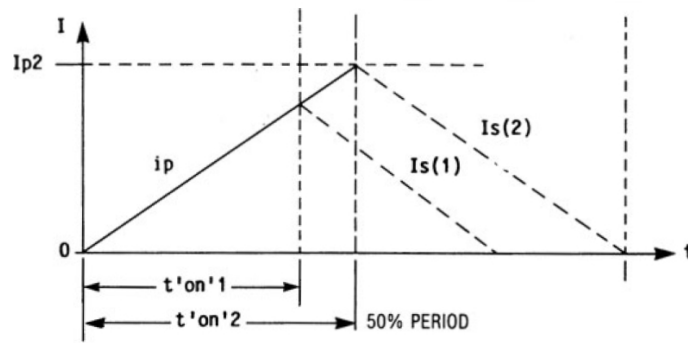


Figura 3.4: Forma de onda de las corrientes en modo discontinuo

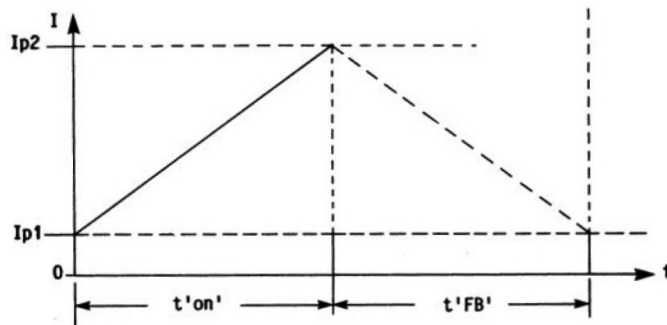


Figura 3.5: Forma de onda de las corrientes en modo continuo

3.2.1 Modo continuo o transferencia de energía incompleta

A) Interruptor cerrado (intervalo de duración t_{on}).

Cuando el interruptor está cerrado (transistor en conducción) se aplica la tensión de entrada al primario. Dada la polaridad que toma el secundario, el diodo queda inversamente polarizado por lo que no hay corriente por el secundario y por tanto tampoco por el primario del transformador ideal. La tensión de entrada presente en los extremos de la inductancia de magnetización hace que la corriente en ella crezca de forma lineal [7],[4].

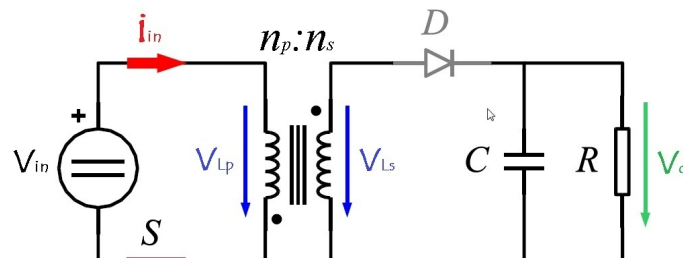


Figura 3.6: Circuito simplificado Flyback en período de "on"

A partir del estado representado en la figura 3.6 donde se presenta el circuito Flyback con el interruptor cerrado puede deducirse entonces que:

$$I_D = 0$$

$$i_{L_p} = i_S = i_{in}$$

$$i_{L_p}(t) = \frac{V_{in}}{L_p}t + I_{L_{pmin}}$$

cuando $0 \leq t \leq t_{on}$

siendo $I_{L_{pmin}}$ el valor que tenía la corriente i_{L_p} en la inductancia al terminar el ciclo de conmutación anterior.

La corriente en el interruptor, que es idéntica a la de la inductancia magnetizante durante esta fase de tiempo, va creciendo hasta que el interruptor se abre en el instante $t = t_{on}$, momento en el que i_{L_p} llega a valer:

$$i_{L_p}(t_{on}) = I_{L_{max}} = \frac{V_{in}}{L}t_{on} + I_{L_{min}} \quad (3.1)$$

B) Interruptor abierto (intervalo de duración t_{off}).

A partir de este instante, donde el interruptor se abre, el circuito queda como muestra la figura 3.7. La corriente que en ese momento tiene la inductancia del primario ha de seguir circulando y, sólo puede hacerlo a través del primario del transformador ideal. La tensión V_p es ahora negativa y por consiguiente también V_s , de modo que el diodo queda polarizado en directa y conduce la corriente del secundario hacia el condensador y la carga.

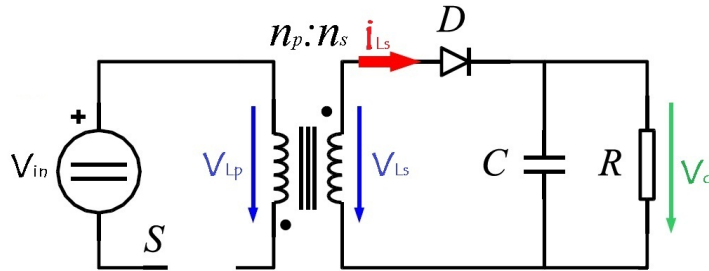


Figura 3.7: Circuito simplificado Flyback en período de “off”

Ahora $V_{L_s} = -V_o$ y en el primario, si llamamos N a la relación de transformación $n_s : n_p$ se tendrá,

$$V_p = NV_s = -NV_o$$

por consiguiente, el régimen de variación de la corriente i_L durante este intervalo es,

$$i_L(t) = \frac{NV_o}{L}t + I_{L_{max}} \quad (3.2)$$

cuando $0 \leq t \leq t_{off}$

(obsérvese que ahora se toma como origen de tiempos la apertura del interruptor y que consideramos que V_o no varía dentro del intervalo de validez de la ecuación anterior, dado el gran valor de capacidad C).

Así pues, la corriente i_L disminuye hasta que se llega al comienzo de un nuevo ciclo momento en el que el transistor pasa de nuevo a conducción. El valor que alcanza la corriente i_L en ese instante había sido denominado $i_{L_{min}}$ en la fase anterior y por consiguiente, sustituyendo $t = t_{off}$ en la ecuación 3.2,

$$i_{L_{min}} = \frac{NV_o}{L}t_{off} + I_{L_{max}} \quad (3.3)$$

De esta ecuación se puede obtener la variación de corriente en la bobina como:

$$\Delta I_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} = \frac{NV_o}{L}t_{off} \quad (3.4)$$

$$\Delta I_L = \frac{NV_o}{L}(1 - \delta)T_s \quad (3.5)$$

de forma similar a la ecuación 3.1 se puede hallar,

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L}\delta T_s \quad (3.6)$$

finalmente, igualando las ecuaciones 3.5 y 3.6 se obtiene la relación de transformación que viene dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\delta}{N(1 - \delta)} \quad (3.7)$$

A la vista de lo anterior, podemos dibujar las formas de onda de corriente y tensión que se muestran en la figura 3.8. El valor de pico de la corriente en el diodo, $I_{D_{max}}$ tiene que coincidir con $NI_{L_{max}}$, pues en todo momento la corriente por el secundario del transformador ideal es N veces la del primario.

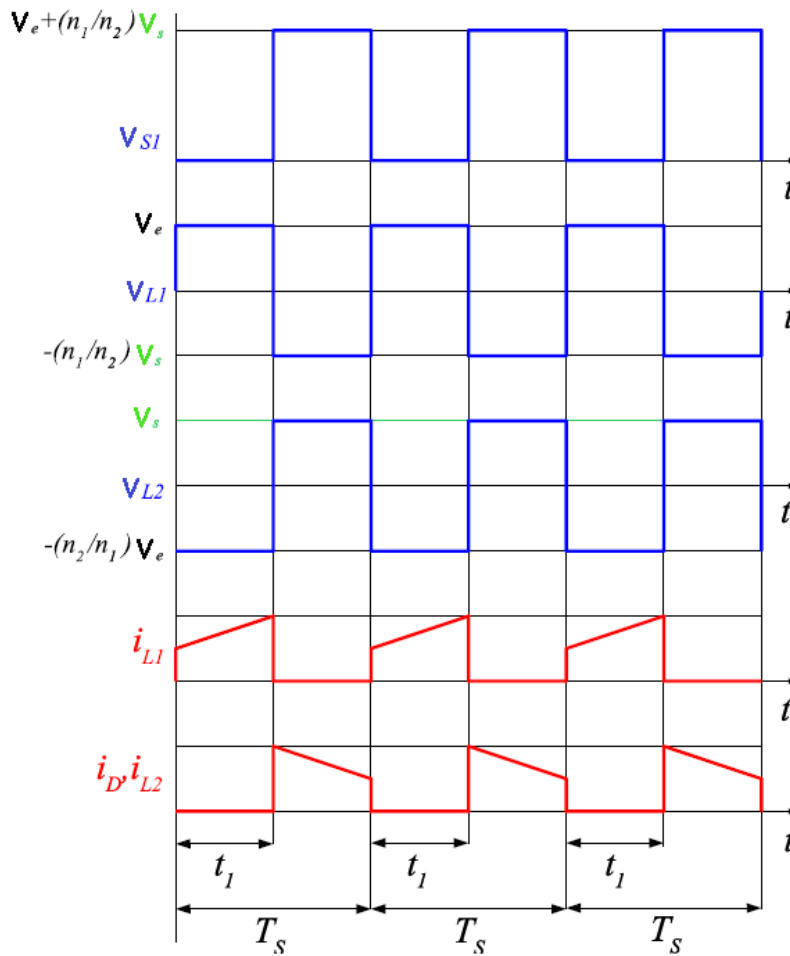


Figura 3.8: Formas de onda en el circuito Flyback modo continuo

3.2.2 Modo discontinuo o transferencia de energía completa

En los gráficos de figuras 3.9 y 3.10 se puede ver que, dadas unas condiciones de funcionamiento y un valor de L determinado, si la corriente de salida disminuye las formas de onda de la corriente se desplazan hacia abajo, ya que,

$$I_L = \frac{I_o}{N(1 - \delta)}$$

siendo posible que se entre en el modo discontinuo. Ahora la corriente en la inductancia se anula durante el intervalo de tiempo dentro del período de t_{off} . También podrá entrarse en el modo discontinuo, manteniéndose las anteriores condiciones de trabajo (V_{in} , V_o , T_s y δ) y para una corriente de salida arbitrariamente elegida, si se adopta para L un valor suficientemente pequeño.

Con la caída a cero de la corriente en la inductancia, toda la energía almacenada en ella se transfiere a la carga en cada ciclo de conmutación, donde la energía almacenada esta definida por,

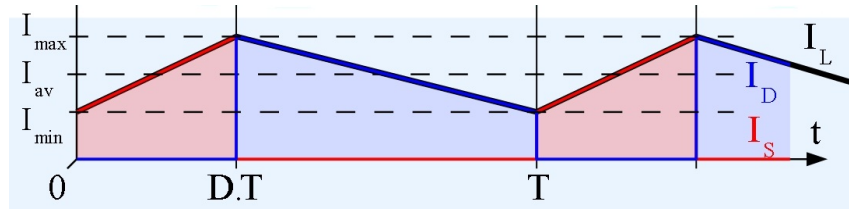


Figura 3.9: Forma de onda de la corriente en la bobina en modo continuo

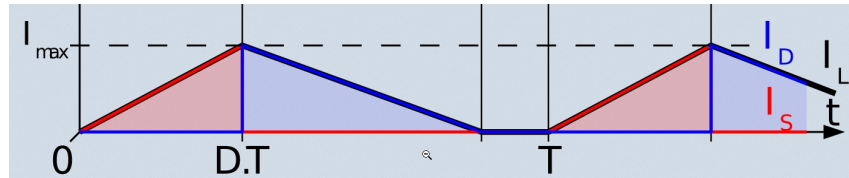


Figura 3.10: Forma de onda de la corriente en la bobina en modo discontinuo

$$E = \frac{1}{2} L I_{L_{max}}^2 \quad (3.8)$$

Como consecuencia,

$$P_o = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{1}{2T_s} L I_{L_{max}}^2 \quad (3.9)$$

y como,

$$I_{L_{max}} = \frac{V_{in}}{L} T_s \delta \quad (3.10)$$

resulta entonces que, combinando las ecuaciones 3.8 y 3.9 se obtiene,

$$P_o = \frac{V_{in}^2}{2L} \delta^2 = \frac{V_o^2}{R_L} \Rightarrow V_o = V_{in} \delta \sqrt{\frac{T_s R_L}{2L}} \quad (3.11)$$

Finalmente, la función de transferencia en modo discontinuo es:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \delta \sqrt{\frac{T_s R_L}{2L}} \quad (3.12)$$

Así, en el modo discontinuo, la potencia de salida es independiente de la corriente de salida y, se mantiene constante para un ciclo de trabajo dado (control de potencia constante). En estas condiciones, si la corriente de salida aumenta, la tensión disminuye.

Se desprende de lo anterior que, trabajando en el modo discontinuo y para mantener constante la tensión de salida, el regulador debe aumentar el ciclo de trabajo si disminuye la tensión de entrada o aumenta la corriente demandada por la carga.

A continuación se pueden ver las distintas formas de onda en el circuito Flyback operando en modo discontinuo.

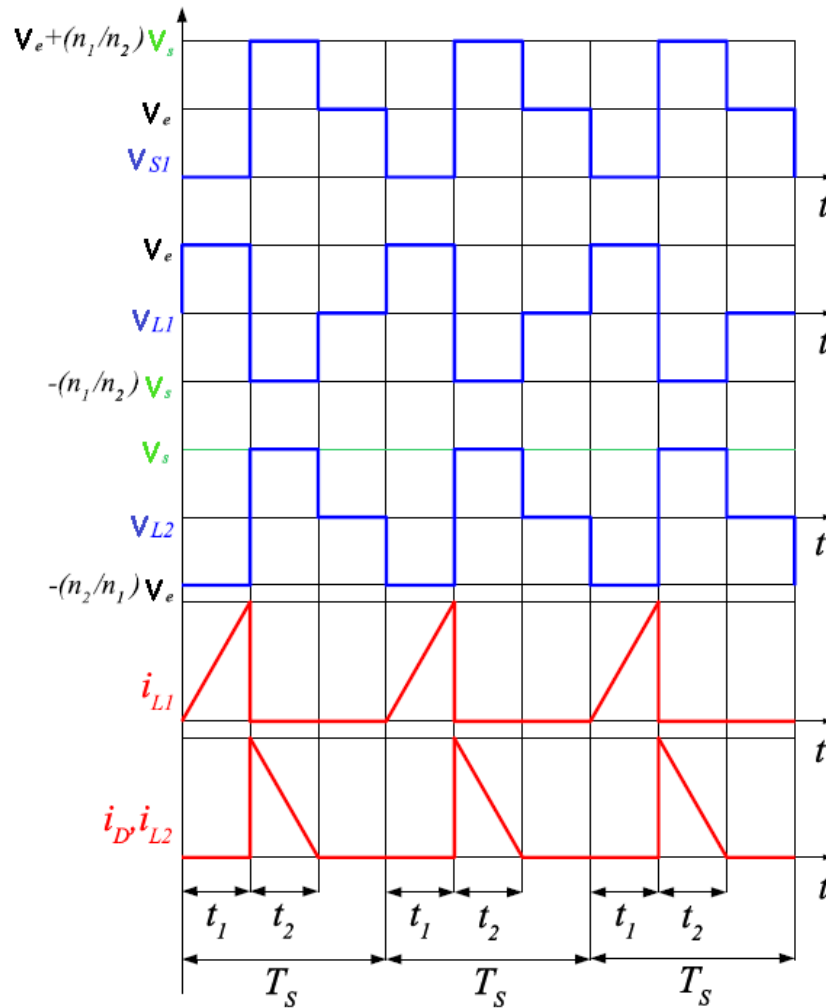


Figura 3.11: Formas de onda en el circuito Flyback modo discontinuo

DISEÑO Y SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS CONSTITUYENTES DEL CONVERTIDOR

4.1 Introducción

Una vez se ha estudiado en detalle la topología más acorde para la aplicación en cuestión es necesario diseñar y seleccionar los elementos del convertidor que formarán parte de éste. Es el caso del transformador, interruptor de potencia, diodos rectificadores, condensadores de filtrado, redes snubbers y clamp, etc.

Para realizar un correcto diseño es necesario conocer los requisitos del sistema para el cual se diseñará el convertidor. Por lo tanto, es lo primero que se debe conocer a la hora de realizar el diseño. Además de esto, hay otra serie de factores y condiciones que el diseñador debe conocer y manejar para alcanzar un resultado óptimo.

Por otro lado, el diseño del convertidor y todas las partes constituyentes de éste no siguen un orden definido de forma estricta, pero sí hay que tener en cuenta ciertas variables antes de poder avanzar en el diseño. Además, es común realizar varias iteraciones en el cálculo del convertidor para comprobar que el diseño es correcto y se respetan todas las restricciones que imponen los elementos constituyentes del sistema.

A continuación se expone un orden lógico en la secuencia de pasos a seguir que podría resultar adecuado a la hora de realizar el diseño del sistema.[8]

4.2 Definir con detalle los requisitos y limitaciones del sistema

Es fundamental conocer parámetros tales como: tensión de entrada y salida, corriente de carga, valor de la carga, modo de operación del convertidor, temperatura

de trabajo, etc. Por lo tanto, el primer paso será definir dichos parámetros según las necesidades de la aplicación.

A partir de estos parámetros y un estudio previo realizado por parte del diseñador se seleccionará la topología del convertidor que más convenga para la aplicación que éste está diseñando.

4.3 Diseño del transformador del convertidor

4.3.1 Determinar el ciclo de trabajo máximo y la relación de vueltas necesarias

Una vez conocida la tensión de entrada y salida puede determinarse la relación de vueltas o espiras necesarias del transformador para reducir o elevar la tensión.

Un criterio habitual suele ser imponer inicialmente un ciclo de trabajo δ del 50 % ya que, con esto se consigue un balance equilibrado en la conmutación del transistor de potencia, así como picos de corriente inferiores, que si por ejemplo, se estableciese un ciclo de trabajo δ del 20 %. Esto se debe a que la transferencia de potencia tiene que mantenerse en ambos casos, y por lo tanto, el área encerrada por el tiempo y la corriente de pico tiene que ser igual. Reducción del tiempo implica aumento de corriente de pico y viceversa.

$$N = \frac{V_{in}}{V_o} \frac{\delta}{(1 - \delta)} \quad (4.1)$$

4.3.2 Cálculo del valor de inductancia y pico de corriente en el primario

Un buen punto de partida es considerar que el convertidor opera en modo frontera y obtener de ahí el valor límite de la inductancia que marcará, como su nombre indica, la frontera entre ambos modos de operación.

Si se busca que el convertidor opere en modo discontinuo, será necesario considerar un valor de inductancia inferior al calculado para que, a plena carga, el convertidor no pase a operar en modo continuo. Por el contrario, si se desea que el convertidor opere en modo continuo, el valor de inductancia calculado será el valor límite cuando la carga sea mínima, siendo necesario un valor superior a éste para que el convertidor no pase a operar en modo discontinuo.

Para calcular la corriente de pico en el primario es necesario conocer la potencia de entrada necesaria a partir de la potencia de salida y el rendimiento estimado del convertidor.

$$P_{in_{max}} = \frac{P_{o_{max}}}{\eta} \quad (4.2)$$

donde para los convertidores Flyback el rendimiento estimado está entorno al 70-80 %.

Se tiene entonces que,

$$I_{p_{max}} = \frac{2P_{in_{max}}}{V_{in}\delta_{max}} \quad (4.3)$$

$$L_p = \frac{V_{in}\delta_{max}}{I_{p_{max}}f_{sw}} \quad (4.4)$$

4.3.3 Elección del tipo de material y forma del núcleo del transformador

En el mercado existen distintos tamaños de núcleos formados por diferentes tipos de materiales. Dentro de esta diversidad, algunos de ellos suelen ser adecuados para un tipo de aplicación en concreto o, en ocasiones, pueden ser usados en más de una aplicación. Suele ser corriente distinguir entre aplicaciones de banda ancha, circuitos sintonizados y aplicaciones de potencia.

Además del tipo de aplicación, los fabricantes distinguen también el tipo de ferrita en función del rango de frecuencias de trabajo recomendables y otros parámetros como materiales para obtener pérdidas mínimas, temperatura de trabajo, etc.

Por lo tanto, a partir de estas recomendaciones, podremos obtener el tipo de material a usar, el tipo de núcleo y el rango de frecuencia óptimo de trabajo.

De las recomendaciones de dos de los más grandes fabricantes de ferritas obtenemos esta tabla resumen para trabajar en aplicaciones de potencia [9] [10]:

Hay que tener en cuenta que esta tabla presenta recomendaciones generales y que existen también combinaciones de ferritas y tipos de núcleos especiales para diseños de aplicaciones con requisitos específicos.

EPCOS			FERROXCUBE		
Tipo de material	Forma del núcleo	Rango de frecuencia	Tipo de material	Forma del núcleo	Rango de frecuencia
N27	E, ETD, U	< 100 kHz	3C30	E, ETD, RM, U	< 200 kHz
N82		< 500 kHz	3C81		< 100 kHz
N92		< 500 kHz	3C90		< 200 kHz

Tabla 4.1: Tabla resumen de núcleos de ferrita para aplicaciones de potencia

4.3.4 Determinar las dimensiones del núcleo

La determinación del tamaño que resultará adecuado, es una tarea un tanto compleja, por lo que requiere ayudarse de gráficas que proporcionan los fabricantes (ver figura 4.1 dónde de alguna forma se relaciona el tipo de núcleo con la potencia a transmitir, y con las condiciones de trabajo (tipo de barrido que efectúe el flujo, frecuencia, aumento de temperatura)).

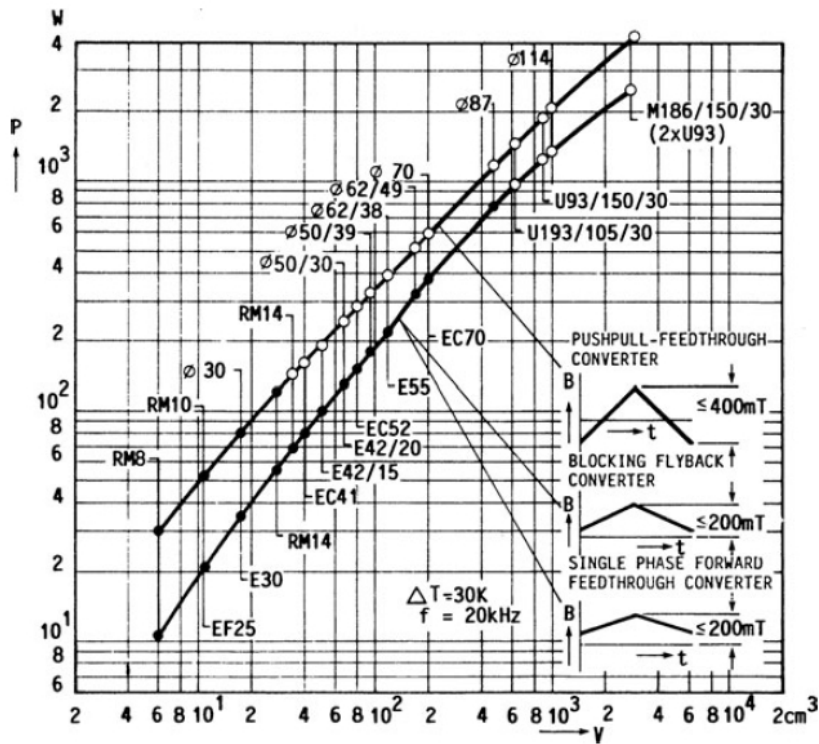


Figura 4.1: Relación entre el volumen del núcleo y su capacidad de transferir potencia.

En muchas ocasiones no resulta fácil conseguir este tipo de gráficas para determinar el tamaño del núcleo de forma rápida y sencilla. Si no se dispusiese de este tipo de gráficas (o similares), el tamaño de núcleo necesario puede ser calculado de forma matemática mediante la ecuación 4.5. Esta expresión determinará el tamaño mínimo necesario. No obstante, en ciertas ocasiones es necesario emplear un núcleo

de tamaño superior, ya que puede darse la situación en la que el bobinado de hilo de cobre sobrepase las dimensiones del núcleo seleccionado.

$$A_c A_w = \frac{V_p I_p}{f_{sw} 2 K_{cu} J B_M} \quad (4.5)$$

donde:

V_p es la tensión eficaz del primario.

I_p es la corriente eficaz del primario.

f_{sw} es la frecuencia de conmutación.

J es la densidad de corriente a utilizar. Si no se conoce, se puede estimar en $3A/mm^2$.

K_{cu} es el coeficiente de relleno del cobre. $K_{cu} = (N_p A_{cu_p} + N_s A_{cu_s}) / A_w$. Comprendido entre 0,3 y 0,8. Como primera aproximación puede utilizarse 0,5.

B_M Valor de pico de la densidad de flujo. Debe utilizarse un valor netamente inferior a la de saturación del material, por ejemplo $B_{sat}/3$.

4.3.5 Determinar la densidad de flujo a utilizar.

Al adoptar el valor de pico de la densidad de flujo, se debe buscar una solución de compromiso. Si se toma grande, cercana a la de saturación, las pérdidas en el núcleo serán grandes. Sin embargo el número de espiras saldrá pequeño, de modo que el hilo podrá ser grueso y las pérdidas en el cobre serán pequeñas o bien quedará bastante sitio libre en la ventana, de modo que el K_{cu} podrá ser pequeño. La situación inversa se dará si la densidad de flujo se toma relativamente pequeña.

Para realizar esta elección es necesario tener varios factores en cuenta. No obstante, como primera aproximación, conocida la frecuencia de trabajo y el material del núcleo seleccionado puede determinarse el valor de densidad de flujo a emplear a partir de unas pérdidas en el núcleo de $100 kW/m^3$.

A partir de la gráfica de la figura 4.2 puede obtenerse el valor de B_M a emplear (Gráfica de ejemplo del material 3C90 de Ferroxcube).

También, como alternativa, puede tomarse un valor inicial de densidad de flujo de $100 mT$ sin tener en cuenta un valor de pérdidas en el núcleo restrictivo como en el caso anterior.

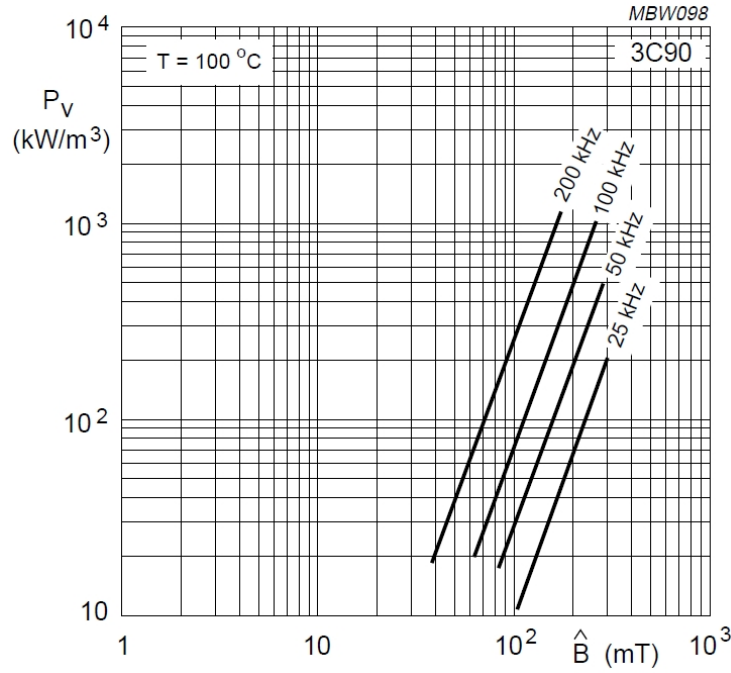


Figura 4.2: Relación entre la densidad de flujo y las pérdidas específicas del núcleo.

4.3.6 Cálculo del número de espiras

Como conocemos la forma de onda de la tensión en el primario, podemos establecer su relación con la densidad de flujo de acuerdo con la ley de Faraday.

$$V_p = N_p \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \quad (4.6)$$

Como en este caso la tensión del primario es una onda cuadrada de amplitud V_p se tendrá,

$$V_p = 4N_p \frac{2\Phi_M}{T} = 4N_p f_{sw} B_M A_c \quad (4.7)$$

despejando N_p de la ecuación 4.7,

$$N_p = \frac{V_p}{4f_{sw} B_M A_c} \quad (4.8)$$

Se tomará un número entero de vueltas N_p . Posteriormente, empleando la relación de transformación se calculará el número de vueltas del secundario como,

$$N_s = \frac{V_s}{V_p} N_p \quad (4.9)$$

tomándose igualmente un número entero de vueltas.

4.3.7 Determinar el diámetro del hilo a emplear

Varios son los métodos por los cuales puede ser calculada la sección del hilo a emplear. Ciertamente es que hay que tener en cuenta que se cumplan una serie de requisitos como son la intensidad máxima admisible del conductor, el efecto pelicular, etc.

Un cable de cobre puede ser capaz de transportar la corriente necesaria para una aplicación determinada pero, pueden existir pérdidas considerables derivadas del efecto pelicular, siendo necesario emplear varios conductores en paralelo para evitar este problema. Esto a su vez, podría terminar siendo un inconveniente, ya que podría no ser suficiente el espacio en el carrete del transformador, teniéndose que aumentar el tamaño del mismo.

En primer lugar, es necesario conocer el valor de corriente RMS que circulará a través del conductor,

$$I_{RMS} = \sqrt{(I_{AV})^2 + \left(\frac{I_{pp}}{2\sqrt{3}}\right)^2} \quad (4.10)$$

Puede entonces calcularse la sección del hilo como,

$$A_{cu} = \frac{I_{RMS}}{\pi} \quad (4.11)$$

siendo:

J es la densidad de corriente admisible.

Este valor puede obtenerse de los datos proporcionados por el fabricante. Si no se dispone de ellos pueden tomarse como primera aproximación un valor comprendido entre $3A/mm^2$ y $6A/mm^2$.

A partir de la sección puede obtenerse fácilmente el diámetro a emplear,

$$\emptyset = 2\sqrt{\frac{A_{cu}}{\pi}} \quad (4.12)$$

Por último, es necesario comprobar que el diámetro resultante está dentro de los límites que establece la profundidad de penetración.

$$\emptyset \leq 2\delta \quad (4.13)$$

donde:

$$\delta = \frac{76,3}{\sqrt{f_{sw}}} \quad (4.14)$$

Si no se cumpliera este criterio sería necesario bobinar paralelamente “p” hilos de una sección menor a la calculada en la ecuación 4.12, teniendo así una sección resultante igual o superior a la necesaria y que, además, cumple con el criterio de profundidad de penetración establecido.

4.4 Elección del transistor de potencia

La elección del transistor de potencia puede comprometer el funcionamiento de la fuente conmutada, ya que es el elemento de control principal en la transferencia de potencia desde el primario al secundario.

Escoger un elemento con un tiempo de respuesta elevado impediría trabajar a altas frecuencias, trayendo con ello un aumento de tamaño de alguno de los elementos constituyentes de la fuente, entre otros problemas. Por lo tanto, parámetros como el tiempo de paso a “on”, paso “off” o frecuencia máxima de conmutación es necesario tenerlos en cuenta. Así mismo, el interruptor de potencia sufre “mucho estrés” durante los intervalos de conmutación, ya que tiene que manejar altas corrientes y soportar, de igual forma, altas tensiones. Estos últimos parámetros están directamente relacionados con el nivel de tensión de entrada, la carga, el modo de operación del convertidor, la eficiencia y la topología del convertidor. Además de lo citado anteriormente, es conveniente emplear un interruptor cuya “ $R_{ds_{on}}$ ” sea lo más baja posible para evitar así pérdidas elevadas en la conmutación y un sobrecalentamiento del componente.

Aunque podrían tenerse otros parámetros en cuenta a la hora de realizar la elección de este componente como: máxima disipación de potencia, máxima temperatura de trabajo, tensión mínima en “Gate” para abrir canal, etc, los parámetros fundamentales quedan resumidos en:

1. Frecuencia máxima de conmutación
2. Tensión máxima de ruptura (V_{DSS}).

3. Corriente continua máxima drenador (I_D).

En electrónica de potencia existen varios semiconductores que se comportan de forma similar a un interruptor ideal:

- Reversibilidad en tensión y corriente.
- Control de encendido y apagado.
- Impedancia cero en conducción e infinita en corte.
- Paso de un estado a otro de forma instantánea.

Las prestaciones del semiconductor quedan fijadas a partir de sus características.

- Características de control: no controlados, control de encendido y control de encendido y apagado.
- Características dinámicas: tiempos y energías pérdidas de encendido y apagado.
- Características estáticas: reversibilidades en corriente y/o tensión.

Existen básicamente tres tipos de transistores de potencia:

1. BJT
2. MOSFET
3. IGBT

En este documento el estudio se centrará en los transistores MOSFET, ya que es uno de los más típicamente extendidos en las aplicaciones de potencia y presenta una serie de ventajas frente al transistor bipolar BJT como:

- Velocidad de conmutación del orden de nanosegundos. Esto los coloca por encima de los BJT en aplicaciones de pequeña potencia y alta frecuencia.
- Mayores ganancias.
- Circuito de mando más simple.
- Alta impedancia de entrada.
- Mayor área de funcionamiento.

4.4.1 Transistor MOSFET

El transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor o MOSFET (en inglés Metal-oxide-semiconductor Field-effect transistor) es un transistor utilizado para amplificar o conmutar señales electrónicas. Es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica, ya sea en circuitos analógicos o digitales. Prácticamente la totalidad de los microprocesadores comerciales están basados en transistores MOSFET y su presencia en el área de la electrónica de potencia está muy extendido.

4.4.1.1. Tipos de MOSFET

- Mosfet de deplexión o empobrecimiento.

Existe un canal por el cual circula corriente aunque no se aplique tensión en la puerta.

- Mosfet de Acumulación o enriquecimiento.

El canal por el cual circula corriente se crea cuando se aplica una tensión en la puerta. A su vez, dentro de los transistores MOSFET de enriquecimiento podemos distinguir dos tipos dependiendo del tipo de sustrato utilizado y del tipo de portadores mayoritarios. Estos son:

- Canal N
- Canal P

En la figura 4.3 se pueden apreciar la estructura y el símbolo de los MOSFET de canal n y p.

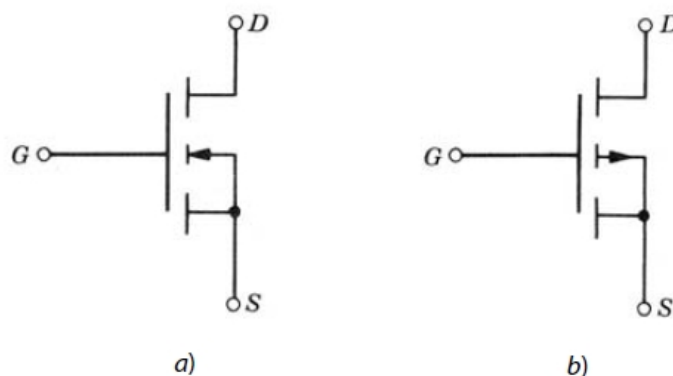


Figura 4.3: A) Símbolo MOSFET NPN B) Símbolo MOSFET PNP

4.4.1.2. Regiones de trabajo

La curva característica nos da información acerca de como varía la intensidad del drenador i_D para una tensión fija V_{ds} , y variando la tensión aplicada entre la puerta y el surtidor V_{gs} . En particular, en la figura 4.4 se aprecia la curva característica de un n-MOSFET de enriquecimiento.

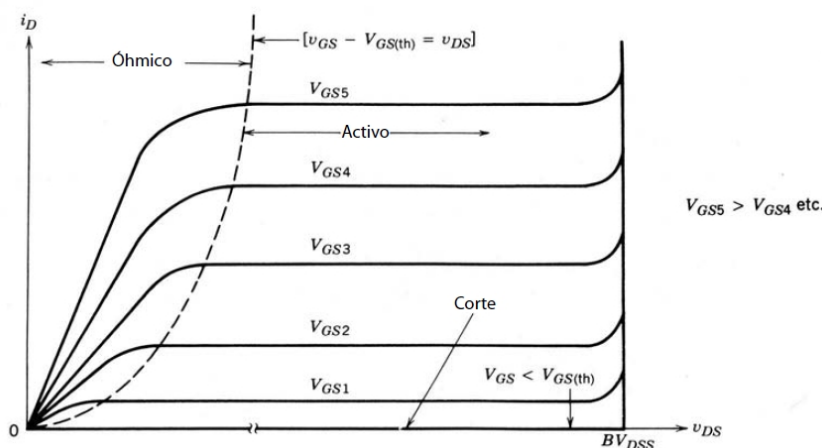


Figura 4.4: Curvas características de un n-Mosfet de enriquecimiento.

Las características reales del MOSFET se dividen en tres regiones, tal y como se puede observar en la gráfica anterior.

1. Región de corte.

En la figura anterior se puede ver como existen corrientes residuales (muy pequeñas), cuando el dispositivo está en corte. Si la tensión aplicada entre Puerta-Surtidor es inferior a V_{th} , el dispositivo continuará en la región de corte. En esta región la corriente que circula por el drenador es prácticamente nula.

$$V_{GS} < V_{GS(th)}$$

$$V_{DS} > 0$$

$$i_D \approx 0$$

2. Región Activa (Saturación de Canal).

En esta región se utiliza el transistor como amplificador. Para un valor de V_{GS} , que será como mínimo V_{th} se produce el paso de corriente entre el drenador y el surtidor.

En la región activa el valor de la tensión entre puerta y surtidor, controla la magnitud de corriente del drenador i_D , como la tensión entre el drenador y el surtidor V_{DS} . Como se puede ver en la curva característica, para un valor

particular de la tensión entre puerta-surtidor, tenemos un valor de la corriente del drenador i_D .

$$\begin{aligned} V_{GS} &> V_{GS(th)} \\ V_{GS} - V_{GS(th)} &< V_{DS} \\ i_D \approx 0 &\rightarrow i_D \approx i_s \end{aligned}$$

3. Región Óhmica.

Una definición de la región óhmica, parte de la característica que satisface la condición:

$$V_{GS} - V_{GS(th)} \geq V_{DS}$$

Por lo tanto, las ecuaciones típicas para esta región son:

$$\begin{aligned} V_{GS} &> V_{GS(th)} \\ V_{GS} - V_{GS(th)} &\geq V_{DS} \\ i_G \approx 0 &\rightarrow i_D \approx i_s \end{aligned}$$

4.4.1.3. Área de operación segura (AOS)

El área de operación segura (AOS) de un MOSFET de potencia se muestra en la figura 4.5. Tres factores determinan el AOS del MOSFET: la máxima corriente de drenaje I_{DM} , la temperatura interna de la unión T_j , regida por la disipación de potencia en el dispositivo, y la tensión de ruptura BV_{DSS} .

Para aplicaciones de modo conmutado, el AOS del MOSFET es cuadrado, como se indica en la figura 4.5. No hay distinción entre AOS de polarización y directa para el MOSFET: son idénticos.

Para un correcto funcionamiento del transistor en modo conmutado hay que tener en cuenta este área de operación para evitar así el deterioro permanente del transistor. Además de esto hay que tener en cuenta otros factores como el tipo de carga que va a ser conectada al MOSFET, ya que las transiciones entre estados no son ideales.

La conmutación de corriente inductiva produce lugares geométricos de conmutación en el plano de $v_T - i_T$, como se muestra en la figura 4.6. Debido a que simultáneamente ocurren voltajes y corrientes elevados en el interruptor, éste deberá ser capaz de soportar un esfuerzo grande de conmutación con un área segura de operación (SOA), como se muestra mediante las líneas punteadas. Este requerimiento provoca compromisos de diseño indeseables en otras características de los dispositivos de semiconductores de potencia.

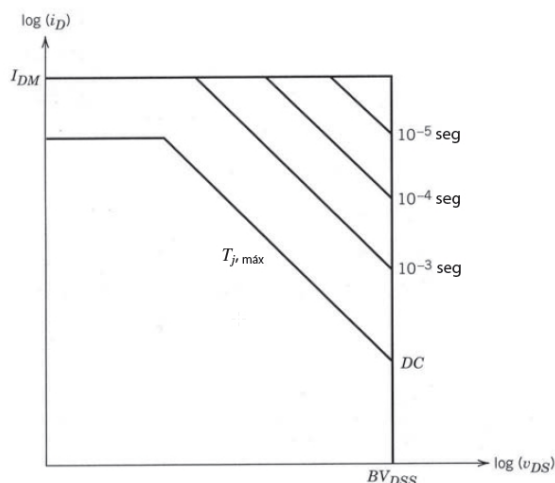


Figura 4.5: AOS de un MOSFET de modo de intensificación de canal n.

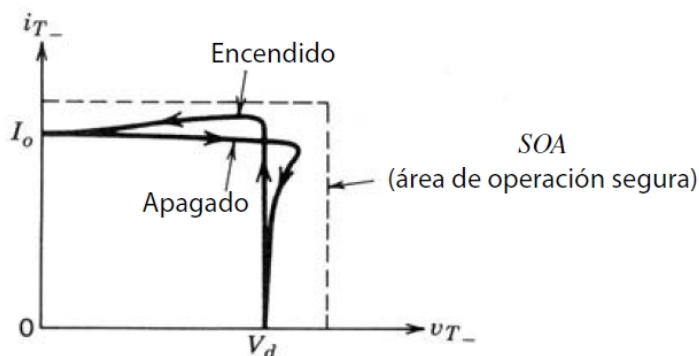


Figura 4.6: Conmutaciones de corriente inductiva en modo conmutado

También es necesario conocer los valores máximos de tensión soportados por el MOSFET, así como la máxima intensidad continua que el drenador será capaz de soportar para realizar así una óptima elección del interruptor de potencia.

Los MOSFET tienen dos tensiones especificadas que no se deben exceder: $V_{GS(max)}$ y BV_{DSS} . La máxima tensión permisible de puerta-fuente $V_{GS(max)}$ está determinada por el requerimiento de que no se debe romper el óxido de compuerta por grandes campos eléctricos. El máximo voltaje de drenaje-fuente admisible BV_{DSS} es el voltaje más alto que el MOSFET puede repeler sin ruptura de avalancha de la unión pn de drenaje-cuerpo [11].

4.5 Diodo rectificador y condensador de salida

En este diseño en particular no se realizará el cálculo del diodo rectificador y condensador de filtrado de salida. Esto se debe a que será conectado directamente a la salida del secundario del transformador la etapa multiplicadora. En el capítulo

5, se estudiará el motivo por el cual estos elementos no intervienen en esta etapa y como los diodos y condensadores de la etapa multiplicadora realizarán las labores de rectificación y filtrado.

4.6 Snubbers y clamps

Los snubbers (o amortiguadores) y clamps (o retenedores) se emplean para dos propósitos bien diferentes. Cuando no se aplican, la fiabilidad de los semiconductores dentro de la fuente de conmutación se pone en peligro. Un snubber se utiliza para reducir el nivel de un pico de tensión y disminuir el rango de cambio de la forma de onda de la tensión. Entonces se reduce la cantidad de solapamiento de las formas de onda de la tensión y la corriente durante una transición, disminuyendo las pérdidas en la conmutación. Esto tiene beneficios dentro del Área de Funcionamiento Seguro (siglas en inglés SOA) de los semiconductores, y reduce las emisiones bajando el contenido espectral de cualquier RFI. Un clamp se emplea únicamente para reducir el nivel de un pico de tensión. No afecta a la dV/dt de la transición. Por lo tanto, no es muy útil para reducir las RFI, pero sí lo es para preservar componentes como semiconductores y condensadores que pueden entrar en rotura por avalancha.

Los transistores bipolares de potencia sufren de current crowding (acumulación de corriente), que produce un fallo de funcionamiento instantáneo. Si un pico de tensión se da durante la transición de tensión de apagado mayor que el 75 por ciento de su valor V_{CEO} , puede haber demasiado estrés por acumulación de corriente. En este punto, el valor de cambio de la tensión y el máximo de tensión del pico deben controlarse. Un snubber es necesario para llevar al transistor dentro del Área de Funcionamiento Segura en Inversa. Los amortiguadores y retenedores más comunes se muestran en la figura 4.7. El efecto que tienen sobre una forma de onda de una conmutación se muestra en la figura 4.8.[12]

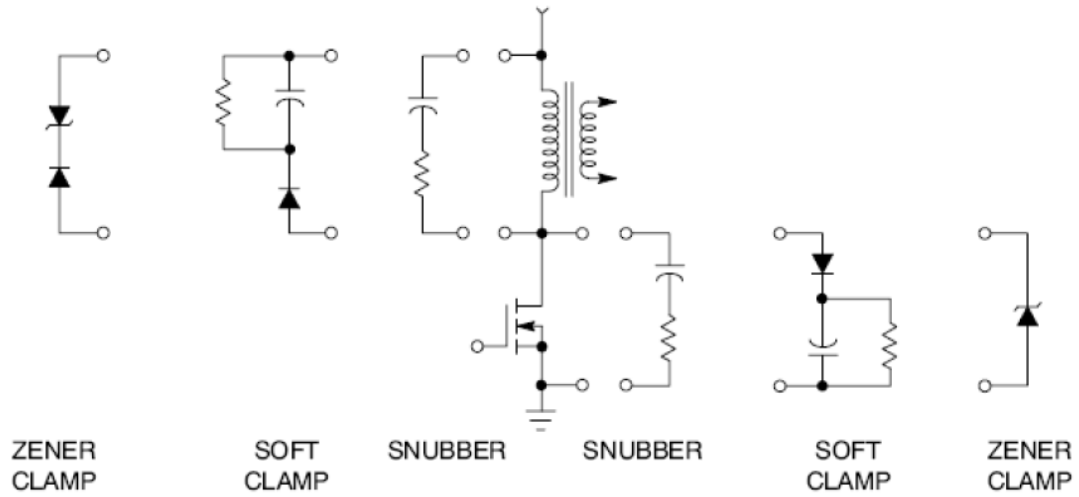


Figura 4.7: Clases de snubbers y clamps más comúnmente usados

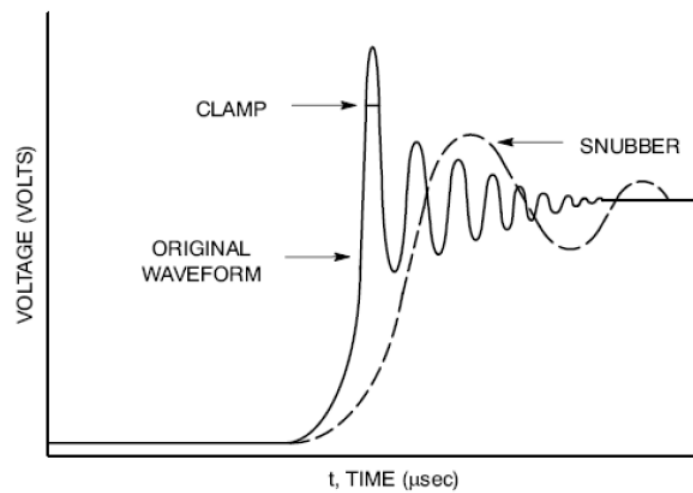


Figura 4.8: Efecto de un snubber frente a un clamp sobre la forma de onda original

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN COCKCROFT WALTON

5.1 Introducción

Un multiplicador de tensión es un sistema eléctrico que convierte tensión alterna de una fuente CA en una tensión directa DC. Se parte de un nivel de tensión que es elevado por medio de diodos y condensadores a un nivel superior. Al igual que ocurre en los transformadores de potencia, al elevar una tensión la corriente de salida disminuye. Éste suceso también ocurre en los multiplicadores de tensión.[13]

El multiplicador de tensión Cockcroft Walton ha sido usado a lo largo de la historia (y aún sigue siendo usado) en diversas aplicaciones científicas e industriales. Las aplicaciones más comunes en las que esta presente son los televisores CRT, sistemas láser, fuente de alimentación de alta tensión/baja corriente, bombas de iones, sistemas electrostáticos, ionizadores de aire, aceleradores de partículas, instrumentación científica y otras muchas aplicaciones donde se requiere un elevado nivel de tensión continua.[14]

Es cierto que se pueden alcanzar voltajes relativamente altos y estables con el uso de tan solo un transformador, un diodo rectificador y un condensador de salida. No obstante esto tiene una problemática importante. Las dimensiones del transformador a emplear serían considerables, además de que el único condensador de salida tendría que ser capaz de soportar todo el rango de tensión de salida, lo que se traduce en un riesgo de seguridad y un elevado coste de fabricación. Por estas razones, cuando es necesario alcanzar altos rangos de tensión, el uso de los multiplicadores de tensión está tan extendido.

5.2 Principio de funcionamiento

Para entender el principio de funcionamiento de los multiplicadores de tensión se empleará el circuito doblador de tensión. Éste es la versión reducida de este tipo de circuitos, donde la tensión de salida es el doble de la de entrada. Existen multitud

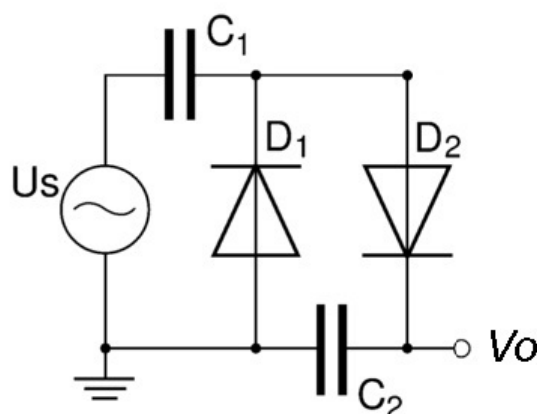


Figura 5.1: Circuito doblador de tensión.

de variantes, cada una de ellas con sus ventajas e inconvenientes, pero para analizar el modo en el que opera el circuito es mejor centrarse en el más básico de ellos.

En la figura 5.1 puede verse el circuito de un doblador de tensión.

Observando el circuito es fácilmente deducible que la tensión de salida será el doble de la de entrada. Durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada D_1 estará polarizado en inversa, por lo que no conducirá. Esto implicará que C_1 no se cargue. Opuestamente, cuando la tensión de entrada se encuentra en el semiciclo negativo D_1 se encontrará polarizado en directa permitiendo que C_1 pueda cargarse, estando D_2 en corte. El proceso se repite en cada semiciclo, teniendo en el siguiente ciclo positivo una fuente de tensión equivalente $U_s + V_{C_1}$ lo que cargará el diodo C_2 con una tensión $2U_s$. Se tendrá por consiguiente una tensión de salida de dos veces la de entrada entre los terminales V_o y GND .

Considerando todos los componentes ideales y $C_1 = C_2$, la tensión de salida será constante y estable siempre y cuando no haya una carga conectada. En el momento en que una carga sea conectada, se producirá la descarga de los condensadores debido a la demanda de corriente, provocando que se genere un rizado y una caída de tensión en los bornes de salida.

Hay que tener en cuenta que la multiplicación de tensión tiene un coste. La conservación de potencia debe mantenerse, por lo que si se eleva la tensión de salida la corriente se verá reducida. Otro factor a tener en cuenta es el rizado de tensión que se produce a la salida del multiplicador, el cual esta directamente relacionado con la frecuencia de trabajo, el valor de los condensadores y la corriente que demanda la carga. Como ha sido explicado anteriormente, la tensión de salida de este circuito se basa en la carga de los condensadores por medio de una tensión alterna. Durante la alternancia entre los semiciclos de la tensión de entrada se producen cargas y descargas de los condensadores, lo que deriva en una ondulación de la tensión de salida. Por lo tanto, la frecuencia de conmutación y el valor de los condensadores a emplear es una variable a tener en cuenta a la hora de diseñar el multiplicador.

5.3 Multiplicador CW de “n” etapas

Existen fundamentalmente cuatro variantes del multiplicador de tensión Cockcroft Walton. El multiplicador de media onda y el de onda completa, ambos en configuración serie y paralelo. Además de esto, en función del número de etapa empleadas se puede encontrar el doblador, triplicador, cuádruplicador ó “n-multiplicador” de tensión entre otros.

En las siguientes figuras (5.2, 5.3, 5.4, 5.5) se puede observar las diferentes topologías mencionadas.

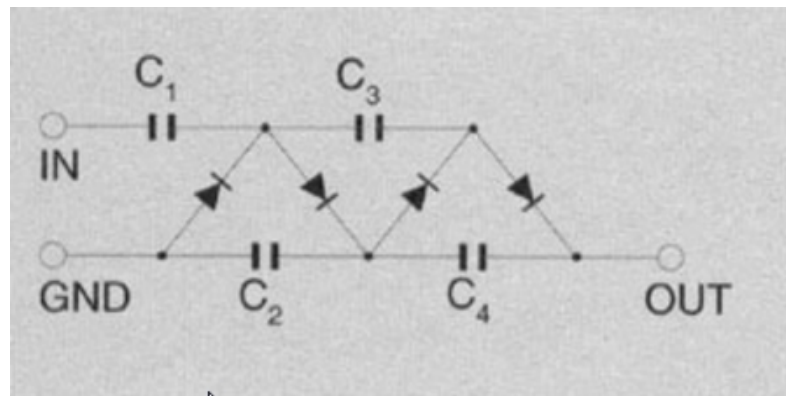


Figura 5.2: Multiplicador serie media onda (HWSM).

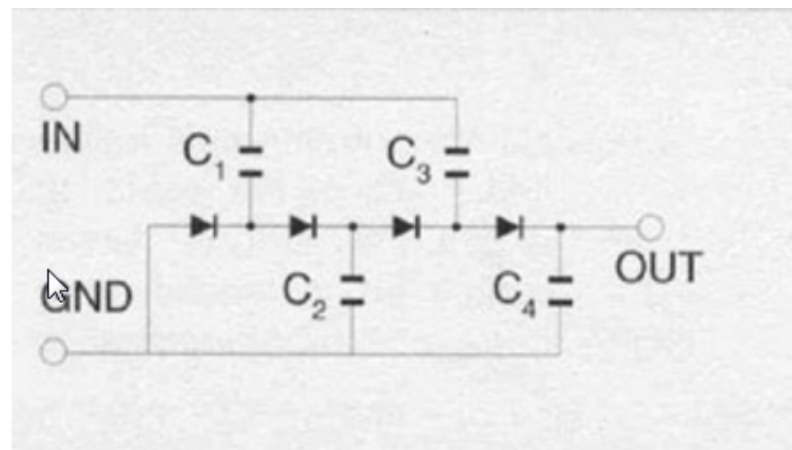


Figura 5.3: Multiplicador paralelo media onda (HWPM).

Sus características principales y diferencias entre las topologías quedan reflejadas en la tabla 5.1. [15]

El multiplicador Cockcroft Walton de onda completa o multiplicador de voltaje simétrico presenta una serie de ventajas frente al multiplicador de tensión de media onda que lo hacen más adecuado para trabajar en aplicaciones de alta tensión. El HSVM (High Symmetrical Voltage Multiplier) al estar totalmente equilibrado presenta un mayor rendimiento que el multiplicador de media onda. Esto es así debido

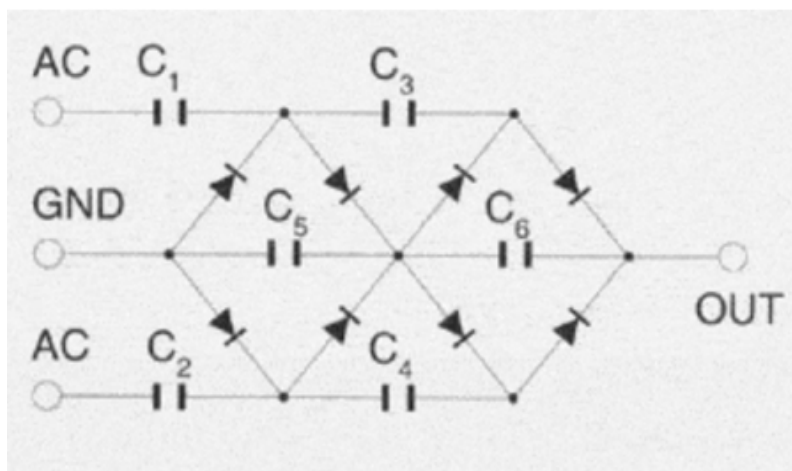


Figura 5.4: Multiplicador serie onda completa (FWSM).

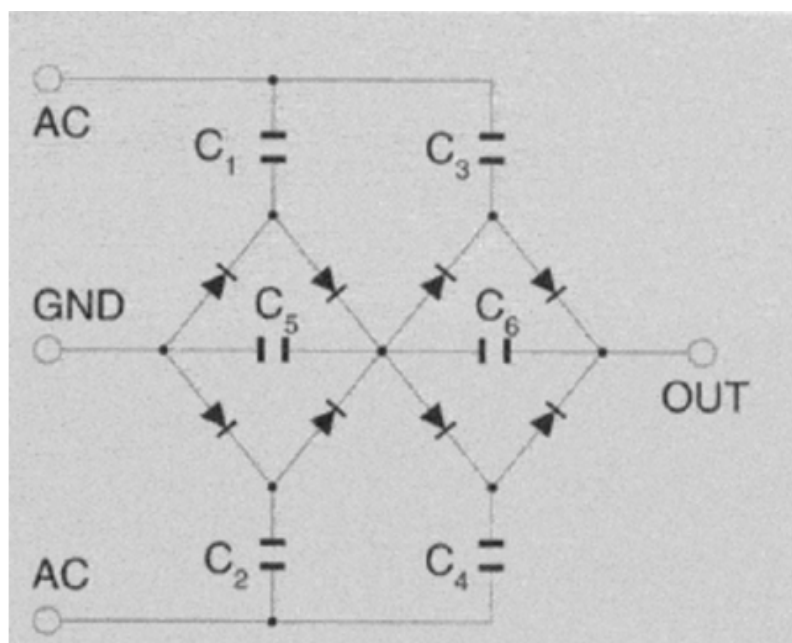


Figura 5.5: Multiplicador serie-paralelo onda completa (FWSPM).

HWSM	HWPM	FWSM	FWSPM
Topología más extendida	Tamaño reducido	Alta capacidad de potencia	Alta capacidad de potencia
Estrés uniforme en diodos y condensadores	Estrés uniforme en diodos	Estrés uniforme en diodos y condensadores	Estrés uniforme en diodos
Amplio rango de etapas multiplicadores	Aumento estrés en los condensadores con cada etapa sucesiva	Amplio rango de etapas multiplicadoras	Aumento estrés en los condensadores con cada etapa sucesiva
Muy versátil	Alta eficiencia		Alta eficiencia

Tabla 5.1: Principales características de los multiplicadores de tensión

a que presenta un menor rizado de tensión a la salida y una menor caída de tensión entre los extremos del multiplicador. Además, el estrés que tienen que soportar los condensadores es igual a la tensión de salida del transformador que alimenta el circuito. En cambio, en el multiplicador de tensión de media onda, esta tensión es el doble de la de salida del transformador. No obstante, el multiplicador de media onda presenta una ventaja de interés en los sistemas de bajo coste y es que al estar constituido por casi la mitad de elementos que el multiplicador de onda completa se produce una reducción de coste de fabricación.

5.3.1 Modo de operación del “n-multiplicador”

El modo en el que el “n-multiplicador” opera es idéntico al doblador de tensión. A la entrada del sistema existe una señal alterna que, en función del semiciclo en que el que se encuentre, cargará los condensadores impares o los pares.

A continuación se muestra la figura 5.6, la cual representa la carga de los condensadores en función del semiciclo de entrada y las direcciones de las corrientes en el circuito.

Supongamos la siguiente secuencia:[16]

1. Primer semiciclo negativo.

Durante el primer semiciclo negativo, el diodo $D1$ está polarizado en directa, permitiendo el paso de corriente a través de él cargando así $C1$.

2. Primer semiciclo positivo.

Durante el primer semiciclo positivo, el diodo $D2$ pasará de estar en corte a estar polarizado en directa, permitiendo así que $C2$ se cargue. La diferencia ahora es que $C2$ no se cargará con el valor de la tensión de entrada, sino dos veces ésta. La tensión en bornes de $C2$ es $V_{in} + V_{C1}$.

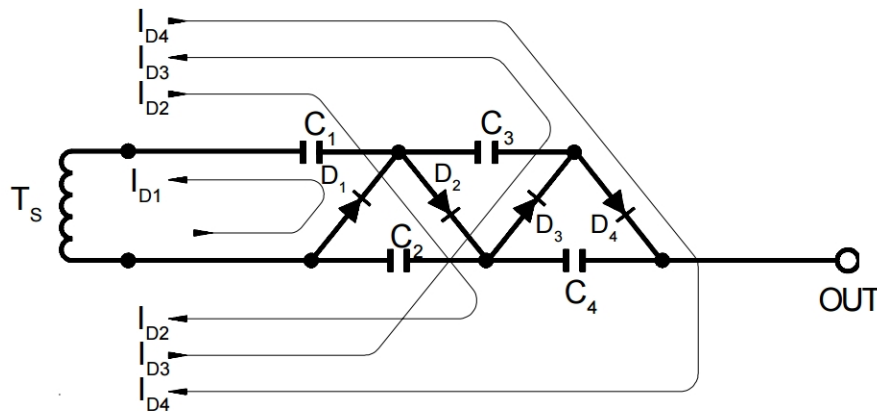


Figura 5.6: Modo de operación del “n-multiplicador”.

3. Segundo semiciclo negativo.

En este momento $D3$ estará polarizado en directa y permitirá la carga de $C3$ con un valor de tensión igual a dos veces el de entrada.

4. Segundo semiciclo positivo.

En este momento $D4$ estará polarizado en directa y permitirá la carga de $C4$ con un valor de tensión igual a dos veces el de entrada.

Este proceso sigue repitiéndose de forma continua en cada alternancia del nivel de tensión de entrada, manteniéndose la carga estable en bornes de los condensadores siempre y cuando no exista carga a la salida.

En este caso, se ha visto el modo de operación de un multiplicador de tan solo dos etapas, multiplicándolo entonces por cuatro la tensión de entrada. Si se toma la tensión de salida entre los puntos V_{out} y la referencia de entrada GND se tendrá una tensión de $V_{out} = V_{C2} + V_{C4}$.

5.3.2 Ecuaciones de diseño

Del modo de operación del “n-multiplicador” se puede deducir rápidamente que la ecuación característica de la tensión de salida sin carga y con elementos ideales vendrá dada por:[17]

$$V_{out} = 2NV_{in} \quad (5.1)$$

No obstante, al conectar una carga, el compartimiento ideal de los condensadores desaparece y habrá una caída de tensión. Además, en la polarización directa de los

diodos también hay una caída de tensión. Según la ecuación 5.2 esta caída de tensión puede calcularse como:

$$V_{drop} = \frac{I_{load}}{fC} \left[\frac{2}{3n^3} + \frac{n^2}{2} - \frac{n}{6} \right] \quad (5.2)$$

Entonces, combinando las ecuaciones 5.1 y 5.2 se obtiene la expresión de salida tal que:

$$V_{out} = 2nV_{in} - \frac{I_{load}}{f_{sw}C} \left[\frac{2}{3n^3} + \frac{n^2}{2} - \frac{n}{6} \right] \quad (5.3)$$

donde:

I_{load} es la corriente de salida del multiplicador.

f_{sw} es la frecuencia de conmutación de la tensión de entrada.

C es el valor de los condensadores empleados. En este análisis se consideran todos con el mismo valor capacitivo.

n es el número de etapas.

El rizado de la tensión de salida puede ser calculado según la expresión 5.4:

$$V_{ripple} = \frac{I_{load}}{f_{sw}C} \left[n \frac{(n+1)}{2} \right] \quad (5.4)$$

Con un aumento de la frecuencia de trabajo y/o la capacidad de los condensadores puede disminuirse drásticamente el valor del rizado de salida.

5.3.3 Eficiencia

Para obtener el mejor rendimiento posible de este tipo de multiplicadores es necesario tener en cuenta una serie de factores que mejoran la eficiencia y la respuesta del sistema.

1. Frecuencia de trabajo

Los primeros multiplicadores de tensión Cockcroft Walton se conectaban directamente a la red eléctrica por lo que operaban a una frecuencia de 50Hz. Esto implicaba el uso de condensadores con un alto valor capacitivo para que el rizado de salida fuera lo menor posible. Con el avance tecnológico, ahora puede hacerse uso de convertidores de alimentación conmutados para alimentar la entrada del sistema multiplicador sea una señal alterna la cual conmuta a elevada

frecuencia. Esto no solo reduce el tamaño de los componentes (transformador, diodos y condensadores) sino que permite hacer uso de condensadores de menor valor capacidad, lo que implica una reducción en costes. De igual forma, el avance en los semiconductores (en este caso los diodos) ha permitido que los tiempos de respuesta de estos sean muy reducidos pudiendo así elevar cada vez más la frecuencia de conmutación.

A priori, e idealmente, cuanto mayor sea la frecuencia de la señal de entrada mejores resultados se obtendrán en el rizado de salida. No obstante, existen investigaciones que demuestran la no linealidad de esta expresión. Además de esto, existe una limitación impuesta por la frecuencia máxima de los elementos constituyentes que hay que tener en cuenta.[18]

2. Forma de onda de entrada

La eficiencia del generador de Cockcroft Walton, en cierta medida depende de la forma de onda de entrada.

Para un mismo circuito, con el mismo número de etapas y elementos constituyentes, se obtienen distintos resultados en la tensión de salida en función de si la entrada es una onda senoidal, cuadrada o triangular.

Atendiendo a la forma de onda de entrada, las señales que más favorecen a la hora de obtener resultados óptimos a la salida del circuito son las ondas cuadradas, ondas senoidales y ondas triangulares respectivamente. Esta clasificación se debe a que el tiempo que la señal permanece en un nivel alto de tensión es tiempo mayor en una señal de forma cuadrada. Esto ayuda a una carga más rápida de los condensadores, lo que se traduce en una mejor respuesta del sistema.[18]

3. Tipo de condensadores empleados

Se ha comprobado como el multiplicador de tensión tiene una respuesta mucho más lineal (tensión de salida frente a número de etapas) cuando se emplean condensadores electrolíticos que cualquier otro tipo de condensadores. Es por esto por lo que es recomendable el uso de este tipo de condensadores si el número de etapas del multiplicador va a ser elevado.

La siguiente lista muestra una recomendación a la hora de realizar la elección del tipo de condensador a emplear.

- 1. Electrolítico.
- 2. Película metalizada
- 3. Cerámico
- 4. Poliéster

4. Corriente de carga

Como se puede observar en la ecuación 5.3, la corriente de carga afecta directamente a la tensión de salida. A mayor demanda de corriente de carga, mayor caída de tensión V_{drop} y por consiguiente menor tensión de salida. Si la

corriente que se demanda es excesiva y el diseño del sistema no está ajustado correctamente se producirá una caída elevada de la tensión de salida a partir de un alto número de etapas, normalmente por encima de cinco.

Por lo tanto, este tipo de sistemas se emplean donde la demanda de corriente sea baja y exista la necesidad de obtener una diferencia de potencial muy alta.

5.4 Criterios de seguridad

Al trabajar con tensiones elevadas es necesario tener en cuenta una serie de recomendaciones de seguridad para evitar, no solo daños en el sistema, sino en la persona que esté manipulando el sistema.

Debido a una alta diferencia de potencial entre dos terminales puede producirse un arco eléctrico generando un cortocircuito. En función del dieléctrico existente entre estos terminales puede producirse la ruptura del medio aislante con mayor o menor facilidad. En la mayoría de los casos este dieléctrico es el aire, aunque pueden usarse aceites u otros tipo de sustancias para evitar en mayor medida este suceso, así como refrigerar la temperatura de los componentes.

De igual forma, hay que tener especial cuidado con corrientes superiores a 10 mA, ya que se producen calambres y espasmos musculares, pudiendo incluso darse el caso de un contacto permanente con la línea de alimentación o “umbral de no soltarse”.

De la norma IPC-2221A o IPC-9592 pueden obtenerse la separación mínima recomendada entre pistas de una PCB para evitar así la generación de arco eléctrico.[19]

Según la norma IPC-9592 el espacio entre pistas viene dado por la expresión:

$$distancia(mm) = 0,6 + 0,005 \cdot V_{pico}$$

Esta expresión es genérica y existen recomendaciones específicas en cada unas de las normas que deben ser tenidas en cuenta cuando se necesita cumplir rigurosamente con normativas de seguridad.

DISEÑO DE LA FUENTE CONMUTADA

6.1 Introducción

Una vez realizada una introducción teórica de cada una de las partes constituyentes del sistema es hora de realizar el diseño particular de cada bloque y finalmente obtener el sistema al completo.

Para ello, se ha seguido un orden lógico de diseño en el que se han tenido en cuenta algunas consideraciones iniciales que, posteriormente, han sido ajustadas en cada etapa del proceso para obtener el resultado deseado.

Una vez obtenidos los resultados teóricos para cada etapa y para el sistema completo, se realizará una simulación que verifique cálculos realizados antes de pasar a la fase de montaje. Para ello se hará uso de la herramienta de simulación PSIM.

6.2 Requisitos del sistema completo

El punto de partida de cualquier diseño es establecer los requisitos que el sistema tiene que cumplir. De igual forma hay que tener en cuenta una serie de parámetros y circunstancias que puedan afectar a la hora de realizar el diseño como pueden ser: condiciones ambientales, restricciones de tamaño, vida útil del sistema, etc.

La siguiente tabla recoge los principales requisitos que el sistema debe cumplir y parámetros de interés para realizar el diseño.

Parámetro	Valor
Tensión de entrada	12 V
Tensión máx de salida	3000 V
Corriente de salida	3,33 mA
Eficiencia estimada del sistema	80 %
Dimensiones	Sin restricciones
Temperatura de trabajo	50 °C
Tensión máx para lectura (ADC)	1.5 V

Tabla 6.1: Requisitos del sistema completo

6.3 Bloque Flyback

6.3.1 Diseño de la etapa

Teniendo en cuenta la explicación teórica realizada en el capítulo 3, para esta etapa será necesario realizar el diseño y fabricación de un transformador y elegir un interruptor de potencia acorde a la aplicación en cuestión.

Según se aprecia en la figura 6.1, en el convertidor flyback es también necesario un diodo rectificador y condensador de filtrado a la salida. No obstante, en este bloque no son elementos fundamentales, ya que el multiplicador de tensión ya realiza esta tarea. Lo que interesa tener a la salida del Flyback no es una tensión continua rectificada y filtrada, sino todo lo contrario. Se pretende obtener una tensión alterna cuya forma de onda sea cuadrada y de un valor mayor al de alimentación para suministrar posteriormente tensión a la entrada del multiplicador.

Para ello es necesario, en primer lugar, realizar el diseño del transformador, el cual va a permitir elevar la tensión de entrada a un valor adecuado que alimente la entrada de la siguiente etapa.

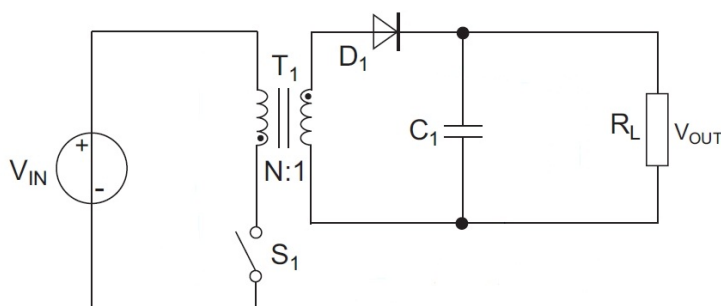


Figura 6.1: Esquema simplificado del convertidor flyback

6.3.2 Requisitos del bloque

Como ya fue introducido en el capítulo 4, se necesitan tomar ciertas decisiones previas al cálculo del transformador.

En este caso la frecuencia del trabajo del convertidor conmutado será la misma que se use para la etapa de multiplicación, por lo que este parámetro no puede ser elegido pensando exclusivamente en el convertidor conmutado. De igual forma, la elección de material de ferrita que se emplee afectará a la frecuencia máxima de trabajo del sistema. Como valor inicial se tomará una frecuencia de conmutación de 50 KHz.

Por otra parte, la tensión de salida del convertidor es otro parámetro que, en este caso, el diseñador debe tomar arbitrariamente. Un nivel de tensión de salida elevado permitirá reducir el número de etapas del multiplicador de tensión. No obstante, tomar esta decisión sin tener en cuenta la máxima tensión soportable por los diodos y condensadores que constituyen el multiplicador puede elevar el coste de fabricación. A su vez, elegir una tensión de salida baja implicará el caso contrario, en el que el número de etapas será elevado, aumentando con ello los costes debido a un mayor número de componentes. Es necesario encontrar una tensión de compromiso entre la tensión soportable por los componentes y el número total de componentes necesarios para así mantener el coste lo más bajo posible.

Además de esto, un nivel mayor o menor de tensión en la salida del convertidor se traduce en un aumento o disminución del número de vueltas en primario y secundario. A su vez, implicará mayor o menor uso de hilo de cobre y complejidad en el bobinado manual del transformador cuanto mayor sea el número de espiras de cada devanado.

Teniendo en cuenta éstas y otras consideraciones de diseño los requisitos para este bloque son:

Parámetro	Valor
Tensión de entrada	12 V
Tensión máx de salida	200 V
Tensión salida auxiliar	5 V
Corriente de salida	62.5 mA
Corriente del auxiliar	1 mA
Frecuencia de conmutación	50 kHz
Eficiencia estimada del sistema	80 %
Modo de operación	Discontinuo
Dimensiones	Sin restricciones
Temperatura de trabajo	50°C

Tabla 6.2: Requisitos del sistema

6.3.3 Diseño y cálculo del transformador flyback

Conocidos los requisitos del sistema puede diseñarse el transformador siguiendo la secuencia establecida en la sección 4.3 del capítulo 4.

6.3.3.1. Determinar el ciclo de trabajo máximo y la relación de vueltas necesarias

Como criterio inicial se ha considerado un ciclo de trabajo δ de 0,5. Por lo que, para la salida principal se tiene que la relación de transformación en modo “frontera” es:

$$N = \frac{V_{in}}{V_o} \frac{\delta}{(1 - \delta)} = \frac{12}{200} \frac{0,5}{(1 - 0,5)} = \mathbf{0,06} \quad (6.1)$$

Y para la salida auxiliar:

$$N = \frac{V_{in}}{V_o} \frac{\delta}{(1 - \delta)} = \frac{12}{5} \frac{0,5}{(1 - 0,5)} = \mathbf{2,4} \quad (6.2)$$

6.3.3.2. Cálculo del valor de inductancia primaria y pico de corriente en los devanados

Para calcular la corriente de pico en el primario se requiere conocer la potencia de entrada necesaria a partir de la potencia de salida y el rendimiento esperado del convertidor.

$$P_{in_{max}} = \frac{P_{o_{max}}}{\eta} = \frac{12,50}{0,8} = \mathbf{15,625 \text{ W}} \quad (6.3)$$

La corriente de pico puede ser calculada como:

$$I_{P_{max}} = \frac{2P_{in_{max}}}{V_{in}\delta_{max}} = \frac{2 \cdot 15,625}{12 \cdot 0,5} = \mathbf{5,208 \text{ A}} \quad (6.4)$$

Y los valores de las corrientes de pico del secundario y el auxiliar:

$$I_{S_{max}} = \frac{2P_{out_{max}}}{V_{out}\delta_{max}} = \frac{2 \cdot 12,50}{200 \cdot 0,5} = \mathbf{250 \text{ mA}} \quad (6.5)$$

$$I_{aux_{max}} = \frac{2P_{aux_{max}}}{V_{aux}\delta_{max}} = \frac{2 \cdot 0,005}{5 \cdot 0,5} = 4 \text{ mA} \quad (6.6)$$

El valor de la inductancia magnetizante será:

$$L_p = \frac{V_{in}\delta_{max}}{I_{p_{max}}f_{sw}} = \frac{12 \cdot 0,5}{5,208 \cdot 50000} = 23,04 \text{ uH} \quad (6.7)$$

6.3.3.3. Elección del tipo de material y forma del núcleo del transformador

Siguiendo las recomendaciones de los fabricantes FERROXCUBE y EPCOS se ha escogido un núcleo de ferrita cuyo material es 3C90 y forma ETD.

6.3.3.4. Determinar las dimensiones del núcleo

De la ecuación 6.8, donde se relaciona el área del núcleo y el de la ventana puede obtenerse las dimensiones mínimas del núcleo a emplear.

$$A_c A_w = \frac{V_p I_p}{f_s w 2 K_{cu} J B_M} = \frac{12 \cdot 5,208}{50000 \cdot 2 \cdot 0,3 \cdot 3 \cdot 0,1} = 694000 \text{ mm}^4 \quad (6.8)$$

Basando la selección en experiencias pasadas y una serie de recomendaciones, como primera aproximación se ha tomado el núcleo ETD29 cuyas dimensiones permiten alcanzar potencias en torno a 40 W.

Tomando del datasheet del ETD29 los parámetros necesarios para la expresión 6.9 se obtiene:

$$A_c = 76 \text{ mm}^2$$

$$A_w = 134 \text{ mm}^2$$

Y por consiguiente:

$$A_c A_w = 76 \cdot 134 = 1020000 \text{ mm}^4 \quad (6.9)$$

Como el valor obtenido supera el valor mínimo necesario implica que el tamaño de núcleo seleccionado (ETD29) es válido.

6.3.3.5. Determinar la densidad de flujo a utilizar.

Como primera aproximación se ha establecido un valor inicial de densidad de flujo de 100 mT sin tener en cuenta un valor restrictivo de pérdidas en el núcleo.

6.3.3.6. Cálculo del número de espiras

El número de espiras mínimo viene determinado por:

$$N_p = \frac{V_p}{4f_s w B_M A_c} = \frac{12}{4 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 76 \cdot 10^{-6}} = 7,894 \Rightarrow \mathbf{8 \text{ espiras}} \quad (6.10)$$

Se tomará un número entero de vueltas. Posteriormente, empleando la relación de transformación se calculará el número de vueltas del secundario como,

$$N_s = \frac{V_s}{V_p} N_p = \frac{200}{12} \cdot 8 = 133,33 \Rightarrow \mathbf{134 \text{ espiras}} \quad (6.11)$$

Y del devanado auxiliar como:

$$N_s = \frac{V_{aux}}{V_p} N_p = \frac{5}{12} \cdot 8 = 3,33 \Rightarrow \mathbf{4 \text{ espiras}} \quad (6.12)$$

6.3.3.7. Determinar el diámetro del hilo a emplear

En primer lugar, es necesario conocer el valor de corriente RMS que circulará a través del conductor.

$$I_{P_{RMS}} = \sqrt{(I_{P_{AV}})^2 + \left(\frac{I_{P_{pp}}}{2\sqrt{3}}\right)^2} = \mathbf{1,504 \text{ A}} \quad (6.13)$$

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{(I_{S_{AV}})^2 + \left(\frac{I_{S_{pp}}}{2\sqrt{3}}\right)^2} = \mathbf{72 \text{ mA}} \quad (6.14)$$

$$I_{aux_{RMS}} = \sqrt{(I_{aux_{AV}})^2 + \left(\frac{I_{aux_{pp}}}{2\sqrt{3}}\right)^2} = \mathbf{1 \text{ mA}} \quad (6.15)$$

Considerando una densidad de corriente de $J = 6A/mm^2$ puede calcularse la sección del hilo como,

$$A_{cu_P} = \frac{I_{P_{RMS}}}{\pi} = \mathbf{0,251 \text{ } mm^2} \quad (6.16)$$

$$A_{cu_S} = \frac{I_{S_{RMS}}}{\pi} = \mathbf{0,012 \text{ } mm^2} \quad (6.17)$$

$$A_{cu_{aux}} = \frac{I_{aux_{RMS}}}{\pi} = \mathbf{0,0002 \text{ } mm^2} \quad (6.18)$$

Por lo que, el diámetro será:

$$\emptyset = 2\sqrt{\frac{A_{P_{cu}}}{\pi}} = \mathbf{0,565 \text{ } mm} \quad (6.19)$$

$$\emptyset = 2\sqrt{\frac{A_{S_{cu}}}{\pi}} = \mathbf{0,124 \text{ } mm} \quad (6.20)$$

$$\emptyset = 2\sqrt{\frac{A_{aux_{cu}}}{\pi}} = \mathbf{0,016 \text{ } mm} \quad (6.21)$$

Hay que tener en cuenta a la hora de realizar el montaje físico del transformador que los valores obtenidos para el diámetro del hilo son valores calculados y deberán ser ajustados acorde a los valores comerciales existentes en el mercado, preferiblemente usando un valor igual o superior al obtenido mediante cálculo.

Además, es necesario comprobar que el diámetro resultante está dentro de los límites que establece la profundidad de penetración.

$$\emptyset \leq 2\delta \quad (6.22)$$

donde:

$$\delta = \frac{76,3}{\sqrt{f_{sw}}} = \frac{76,3}{\sqrt{50000}} = \mathbf{0,6438 \text{ } mm} \quad (6.23)$$

Ya que ninguno de los diámetros obtenidos en las ecuaciones 6.19, 6.20 y 6.21 superan este límite no será necesario bobinar ningún hilo en paralelo.

6.3.3.8. Determinar el “air-gap” necesario

Se pretende que el convertidor opere en modo discontinuo por lo que, el valor de la inductancia magnetizante tiene que ser inferior al calculado previamente. ($L_m = 23,04 \mu H$).

La forma más sencilla de modificar éste parámetro sin afectar al resto de cálculos previos es aumentar el air-gap o espacio entre seminúcleos. Al aumentar el air-gap se produce una variación de la reluctancia total del núcleo lo que a su vez influye en el valor de la inductancia magnetizante. La reluctancia total esta formada por la reluctancia del núcleo y la reluctancia del air-gap si lo hubiese.

El valor de la inductancia magnetizante viene determinada por la expresión:

$$L_m = (num.epiras)^2 \cdot A_L \quad (6.24)$$

Para el caso concreto del núcleo seleccionado, el valor es $A_L = 2350 nH$, por lo que:

$$L_m = 8^2 \cdot 2235 \cdot 10^{-9} = \mathbf{150 \mu H} > \mathbf{23 \mu H} \quad (6.25)$$

El valor que poseería la inductancia magnetizante empleando este núcleo sin air-gap es de $150 \mu H$, el cual es muy superior al valor calculado en apartados anteriores donde el convertidor operaba en modo frontera. Esto significa que si no se incluye una separación entre los seminúcleos el convertidor éste operará en modo continuo.

La separación mínima necesaria entre seminúcleos puede calcularse de la siguiente forma. De la expresión 6.24 se puede obtener el valor de A_L necesario manteniendo constante la inductancia magnetizante y el número de espiras.

$$A_{Lmodofrontera} = \frac{L_m}{(n^{\circ}epiras)^2} = \frac{23 \cdot 10^{-6}}{8^2} = \mathbf{360 nH} \quad (6.26)$$

Por lo que, el valor de reluctancia total, según la expresión 6.27 será de:

$$\mathfrak{R}_t = \mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g = \frac{1}{A_L} = \mathbf{2,78 MH^{-1}} \quad (6.27)$$

Y la reluctancia del núcleo:

$$\mathfrak{R}_c = \frac{10^9}{A_L^0} = \mathbf{0,426 MH^{-1}} \quad (6.28)$$

Se puede entonces determinar la reluctancia del air-gap necesaria como:

$$\mathfrak{R}_g = \mathfrak{R}_t - \mathfrak{R}_c = 2,35 \text{ MH}^{-1} \quad (6.29)$$

Según la expresión 6.30 el air-gap será de:

$$gap \geq \mathfrak{R}_g A_c \mu_0 = 0,000225 \text{ m} = \mathbf{0,225 \text{ mm}} \quad (6.30)$$

6.3.4 Selección del transistor MOSFET

A la hora de elegir el interruptor de potencia es necesario tener en cuenta fundamentalmente cuatro factores:

1. Frecuencia de trabajo.

El transistor tiene que ser capaz de conmutar a la frecuencia de trabajo, por ello es necesario tener en cuenta los tiempos de encendido y apagado, así como los tiempos de “delay y storage”.

$$F_{max} = \frac{1}{(t_d + t_r) + (t_s + t_f)} \geq 50 \text{ kHz}$$

2. Tensión de ruptura drenador-fuente.

La tensión que el transistor tendrá que soportar viene dada por la expresión:

$$V_{bloqueo} = V_{in} + NV_{out} = 24V$$

Si se aplica un 25 % de margen de seguridad a la tensión de bloqueo por posibles picos de conmutación, será necesario emplear un transistor que soporte al menos:

$$V_{DSS} \geq 24 + (25 \% \cdot 24) = 30V$$

3. Corriente máxima continua de drenador.

El transistor tiene que ser capaz de soportar los picos de corriente que se producen durante el tiempo de “on” del flyback. En este caso:

$$I_{DM} > I_{P_{peak}} = 5,208 \text{ A}$$

$$I_D > I_{media} = 2,60 \text{ A}$$

Finalmente se ha escogido el MOSFET IRLB3036PbF cuyas principales características se resumen en la tabla 6.3.

Parámetro	Valor
V_{DSS}	60 V
$R_{DS_{on}}$	1,9 mOhm
I_D	195 A
I_{DM}	1100 A

Tabla 6.3: Principales características IRLB3036PbF

Es cierto que este componente está sobredimensionado para la tarea que tiene que desempeñar. No obstante, tiene una característica que lo hace muy interesante a la hora de controlar su encendido y apagado desde un microprocesador cuya tensión PWM de salida es reducida. La familia IRLB de International Rectifier está optimizada para realizar un control de puerta con niveles lógicos. A partir de aproximadamente $V_{GS} \geq 2,5 \text{ V}$ se consigue la apertura de canal del transistor, llegando a tener una corriente de drenador de unos 20 A para una tensión de puerta de 3.3 V. Esto permite prescindir de un “driver” para el MOSFET o diseñar y montar un circuito de acondicionamiento de la señal para atacar la puerta del transistor.

4. Resistencia drenador-fuente “on”.

Es interesante seleccionar un transistor cuya $R_{ds_{on}}$ sea lo menor posible para así evitar un alto nivel de pérdidas por conmutación. Esto a su vez repercutirá en la vida útil del componente, ya que su temperatura será mayor cuanto más pérdidas de conmutación existan.

6.4 Bloque multiplicador Cockcroft Walton

6.4.1 Diseño de la etapa

Teniendo en cuenta la explicación teórica realizada en el capítulo 5, para esta etapa será necesario realizar el cálculo de los condensadores y diodos para alcanzar la tensión de salida deseada con el menor número de etapas posibles. Además, los condensadores a utilizar deben ser capaces de entregar la corriente máxima de salida requerida sin poner en compromiso el coste del proyecto.

6.4.2 Requisitos del bloque

En este punto del diseño ya se han tomando una serie de decisiones que repercuten directamente al modo de operación de este bloque. La frecuencia de conmutación y valor de tensión de entrada de esta etapa fueron escogidos teniendo en cuenta los requisitos y características de la etapa Flyback.

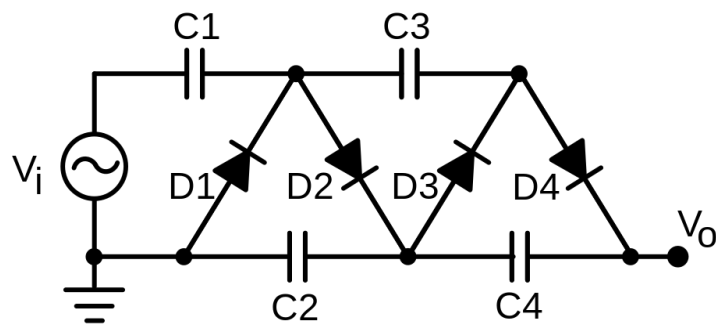


Figura 6.2: Esquema simplificado del multiplicador Cockcroft Walton

Teniendo en cuenta éstas y otras consideraciones de diseño, los requisitos para este bloque son:

Parámetro	Valor
Tensión de entrada	200 V
Tensión máx de salida	3000 V
Corriente de salida	3.33 mA
Frecuencia de conmutación	50 kHz
Eficiencia estimada del sistema	80 %
Dimensiones	Sin restricciones
Temperatura de trabajo	50°C

Tabla 6.4: Requisitos del bloque multiplicador

6.4.3 Cálculos y análisis

Partiendo del análisis teórico realizado en el capítulo 5, se puede obtener una tabla resumen como la que se muestra en la figura 6.3, la cual contiene los cálculos realizados para hallar el número de etapas mínimas necesarias para alcanzar los 3000 V de salida.

Con la configuración indicada en la cabecera de la tabla se alcanza la tensión de 3000 V para $n \geq 8$.

La selección del condensador se ha realizado mediante el análisis de los resultados obtenidos para valores de corriente y capacidad diversos. En la figura 6.4 se muestra parte del análisis realizado el cual se muestra en forma de gráfica.

Iload = 3,33 mA. Fws = 50 KHz. C = 1 uF			
Vin (V)	200		
Iload(A)	3,33E-03		
Fsw(Hz)	50000		
C(F)	1,00E-06		
N	Vout(V)	Vdrop(V)	Vripple(V)
1	399,911	0,089	0,067
2	799,356	0,644	0,200
3	1197,935	2,065	0,400
4	1595,249	4,751	0,666
5	1990,898	9,102	0,999
6	2384,482	15,518	1,399
7	2775,602	24,398	1,865
8	3163,858	36,142	2,398
9	3548,851	51,149	2,997
10	3930,181	69,819	3,663
11	4307,448	92,552	4,396
12	4680,253	119,747	5,195
13	5048,196	151,804	6,061
14	5410,878	189,122	6,993
15	5767,899	232,101	7,992

Figura 6.3: Tabla resumen de los cálculos realizados

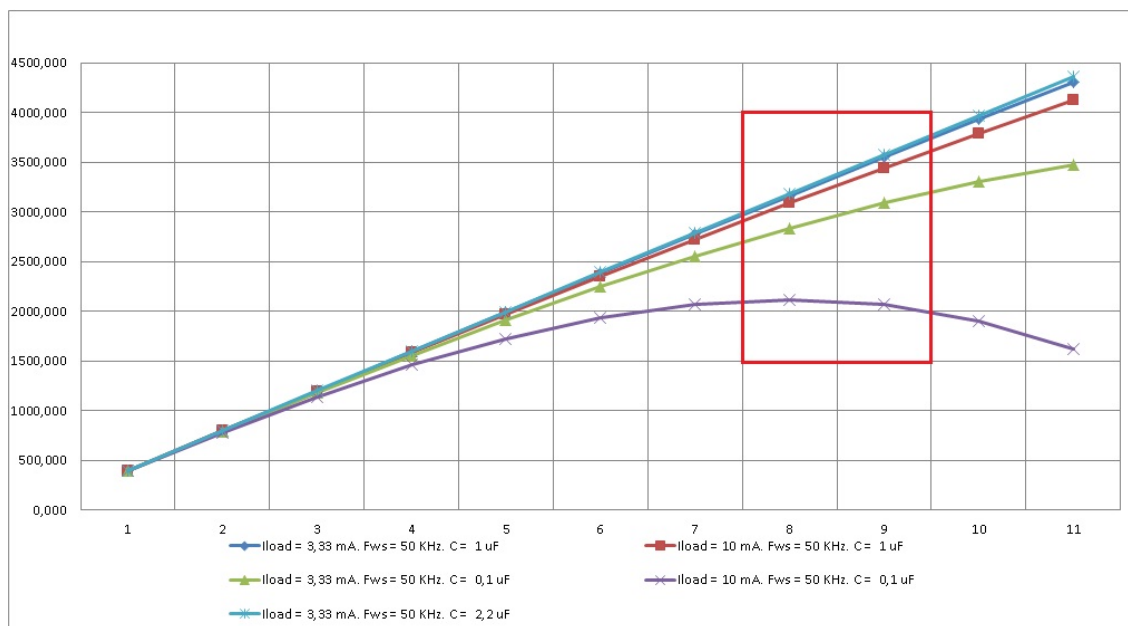


Figura 6.4: Tensión de salida frente al número de etapas

Como puede observarse, se han presentado cinco combinaciones de una extensa lista de posibilidades. En las siguientes curvas se han incluido dos que superan la demanda de corriente prevista, ya que el transformador diseñado puede ser capaz de entregar una mayor cantidad de corriente, y por consiguiente, la etapa multiplicadora podría superar los niveles establecidos en el diseño teórico.

La zona de interés ha sido delimitada con un recuadro rojo. En esta zona varias de las curvas alcanzan la tensión de salida deseada de 3000V. Ninguna de las configuraciones propuestas son capaces de alcanzar dicha tensión por debajo de ocho etapas.

Es interesante el efecto que se produce en las curvas violeta y verde, donde se puede apreciar un descenso considerable de la tensión de salida para la configuración marcada por la línea violeta aún siendo cada vez mayor el número de etapas multiplicadoras. Esto se debe a la alta demanda de corriente y la baja capacidad de los condensadores que constituyen el circuito.

Por otro lado, en las tres curvas restantes, con ocho etapas se alcanzan los 3000 V de salida. Hay que prestar especial interés a las curvas azules superiores, ya que éstas se corresponden con una demanda de corriente de 3,33 mA. La única diferencia entre ambas es el valor de capacidad empleado. A efectos prácticos las diferencias en tensión son mínimas, sin embargo, es necesario realizar un análisis de los costes de un condensador u otro, puesto que se trata de una aplicación de bajo coste. En este caso, la opción tomada es de $C = 1 \mu F$.

6.4.3.1. Selección de los diodos y condensadores

Como ya fue mencionado en el apartado anterior, el valor capacitivo de los condensadores seleccionados es de $C = 1 \mu F$. Además de esto, es necesario conocer la tensión máxima que deberán soportar y añadir un margen de seguridad para que el condensador no sufra daños por sobretensión.

En este tipo de topología multiplicadora cada condensador soporta, teóricamente, el doble de la tensión de entrada. Por lo que:

$$V_{C_{max}} = 2V_{in_{max}} = 2 \cdot 200 = 400V$$

Por lo tanto, después de realizar un análisis económico, los condensadores que serán seleccionados soportan una tensión en bornes de 450 V. Esto dejará un margen de seguridad del 12,5 % – 50 V.

De igual forma, hay que tener en cuenta la tensión que soporta cada uno de los diodos. Además de esto, es fundamental seleccionar diodos que posean unas

características adecuadas para trabajar con frecuencias de conmutación elevadas para reducir así las pérdidas por conmutación y mejorar la eficiencia del circuito.

Al igual que en el caso de los condensadores, los diodos tienen que soportar una tensión de:

$$V_{D_{max}} = 2V_{in_{max}} = 2 \cdot 200 = 400V$$

En este caso, los diodos seleccionados son SMD y ultrafast con un tiempo de recuperación inverso de 75 ns , corriente directa de 1 A y tensión inversa repetitiva máxima de 600 V . Esto dejará un margen de seguridad del $33,3\% - 200\text{ V}$.

6.5 Bloque para realizar lectura proporcional de la tensión de salida

6.5.1 Diseño de la etapa

Debido a que la tensión de salida es demasiado alta para poder sensarla directamente con un polímetro, osciloscopio, ADC, etc. se ha incluido un divisor resistivo que permita poder realizar medidas proporcionales a la tensión real de salida.

6.5.2 Requisitos del bloque

Puesto que se pretende integrar un lazo de control digital como línea futura de este proyecto se ha establecido un nivel de tensión de salida del divisor resistivo de $1,5\text{ V}$, ya que la tensión máxima que soporta el módulo ADC de la BeagleBone Black es de $1,8\text{ V}$.

Además del valor tensión de salida impuesto para el divisor resistivo hay que tener en cuenta la máxima tensión que los componentes tendrán que soportar. Así mismo, es recomendable que el valor de las resistencias empleadas sea lo mayor posible para que la demanda de corriente sea mínima y no altere en demasía a la corriente de carga.

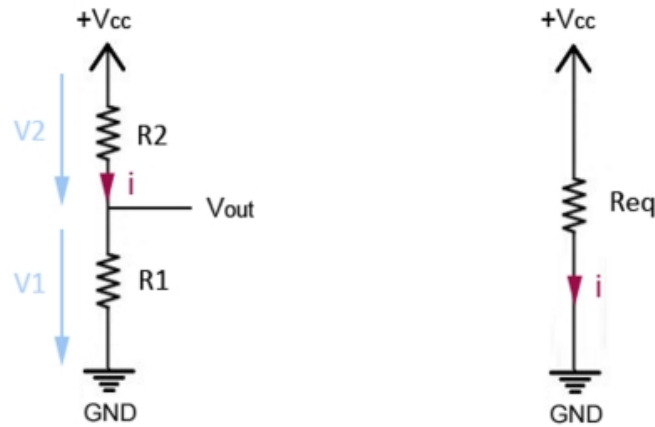


Figura 6.5: Esquema de un divisor resistivo genérico

6.5.3 Cálculos y análisis

La tensión de entrada del divisor son los 3000 V de salida del sistema. Se pretende obtener una tensión de 1,5 V cuando la salida sea máxima. Por lo tanto,

$$ratio = \frac{V_{out}}{V_{divisor}} = \frac{3000}{1,5} = 2000 \quad (6.31)$$

Será necesario encontrar una relación de resistencias que satisfaga el ratio calculado.

$$\frac{R2}{R1} = 2000 \Rightarrow R2 = 2000 \cdot R1; \text{ Si } R1=100 \text{ Kohm} \Rightarrow R2 = 200 \text{ Mohm} \quad (6.32)$$

Existen multitud de valores de R1 y R2 que permiten obtener un ratio igual al necesario. El motivo de escoger valores resistivos tan altos se debe a la necesidad de que esta parte del circuito consuma el menor amperaje posible.

$$I_{divisor} = \frac{V_{out} - GND}{R2 + R1} = \frac{3000}{200100000} \approx 15 \text{ uA} \quad (6.33)$$

Esto queda reflejado en la ecuación 6.33, donde obtiene que el consumo de corriente es de 15 uA, lo que se considera despreciable frente a los 3,33 mA de salida del sistema completo.

6.5.3.1. Selección de las resistencias del divisor

Como ya se introdujo en el apartado 6.5.2, es necesario que las resistencias del divisor sean capaces de soportar la máxima tensión que la fuente puede entregar. Para ello se han elegido resistencias SMD de película gruesa capaces de soportar 4 kV con una capacidad máxima de disipación de potencia de 1 W.

La configuración final del divisor ha quedado constituido por dos resistencias SMD de 100 MΩ – 1 W – 4 kV y una resistencia SMD de 100 kΩ – 1 W – 4 kV

6.6 Bloque de control y supervisión de la fuente

6.6.1 Diseño de la etapa

Para realizar un ajuste de la tensión de salida es necesario atacar la puerta del MOSFET con una señal PWM, ya que se trata de un convertidor conmutado. Para generar esta señal se empleará el módulo PWM de la BeagleBone Black. De igual forma, para supervisar la tensión de salida se podrán realizar lecturas proporcionales de la tensión de salida empleado el ADC que incorpora la BeagleBone Black.

El transistor MOSFET elegido necesita una baja tensión V_{GS} para abrir canal. No obstante, la corriente de base necesaria está entorno a los 200 mA. El módulo PWM es capaz de entregar una corriente de entre 4 – 8 mA y una tensión de 5 V por lo que será necesario añadir una etapa previa que entregue un amperaje mayor a la puerta del transistor.

6.6.2 Requisitos del bloque

La señal PWM que controla el estado del interruptor MOSFET y con ello la tensión de salida del sistema ha de cumplir con los siguientes requisitos para un correcto funcionamiento. En la siguiente tabla se muestran los requisitos de este bloque.

6.6.3 BeagleBone Black

BeagleBone Black es un sistema de bajo coste y Open Source que permite arrancar un sistema Linux en menos de 10 segundos.

Sus características principales quedan recogidas en la tabla 6.6.

Parámetro	Valor
Tensión pp min	3,3 V
Corriente entregada	200 mA
Frecuencia de conmutación	50 kHz
Ciclo de trabajo	$0.1 < \delta < 0.8$
Dimensiones	Sin restricciones
Temperatura de trabajo	50 °C

Tabla 6.5: Requisitos del bloque PWM

El interés existente en usar este sistema embebido como unidad de control del MOSFET es que éste ya se está usando como parte del sistema de adquisición de datos del monitor de Neutrones de Castilla-La Mancha.

En un futuro se pretende unificar todo el sistema haciendo uso de la BeagleBone Black para el control integral del conjunto, incluyendo un lazo de realimentación que permita un ajuste automatizado y estable de la tensión de salida.

Parámetro	Valor
SO	Debian
Procesador	AM335x 1GHz ARM® Cortex-A8 V
Memoria RAM	512MB DDR3
Almacenamiento interno	2GB
Conexión USB	Si
Conexión Ethernet	Si
PWM integrados	Si - 8
ADC integrados	Si - 7
Timers integrados	Si - 4
Puertos digitales	Si - 63

Tabla 6.6: Principales características de la BeagleBone Black

6.6.4 Software para el control y supervisión de la fuente

Para generar el software que controlará el ciclo de trabajo de la señal PWM se han empleado las librerías de AdaFruit [20]. Estas librerías permiten hacer uso de los diferentes módulos de la tarjeta de forma muy sencilla.

Los script de programación empleados han sido creados mediante el lenguaje de programación Python. La programación de estos se ha realizado empleando el editor GNU “nano” incluida en el SO del sistema embebido.

Las tareas fundamentales de las que se debe encargar el microprocesador es de la generación de la señal PWM y de la lectura de tensión por medio del ADC. Para ello se implementó un código que permite seleccionar de entre estas dos funciones cual de ellas se desea ejecutar. Además, se ha incluido un función adicional que permita apagar la fuente.

En primer lugar, las librerías empleadas para generar las funciones descritas anteriormente son:

```
1 import Adafruit_BBIO.PWM as PWM
2 import Adafruit_BBIO.GPIO as GPIO
3 import time
4 import Adafruit_BBIO.ADC as ADC
5 import decimal
6 import sys, getopt
```

Inicialmente, este código se va a emplear para realizar las pruebas posteriores de funcionamiento de la fuente, por lo que para ejecutar las órdenes de la forma más rápida y cómoda posible se empleará la línea de comandos, que en función de un parámetro ejecutará una sentencia u otra.

Para ello se abrirá una conexión SSH desde un PC hacia la BeagleBone Black que permita la ejecución de órdenes a distancia empleando el software “PuTTY” (ver figura 6.6).

Una vez realizada la conexión y estando ubicados en el directorio donde se aloja el script de la fuente, puede ejecutarse cualquiera de las sentencia implementadas.

1. Función para variar el ciclo de trabajo.

En el siguiente ejemplo se muestra como la sentencia modifica el ciclo de trabajo. En este caso, el archivo que contiene las órdenes se llama “fuente.py” el cual es necesario indicar para poder ejecutarlo. Seguidamente se indica el parámetro que corresponde a la función “change duty cycle” (-c). Por último, es necesario introducir el valor de ciclo de trabajo deseado.

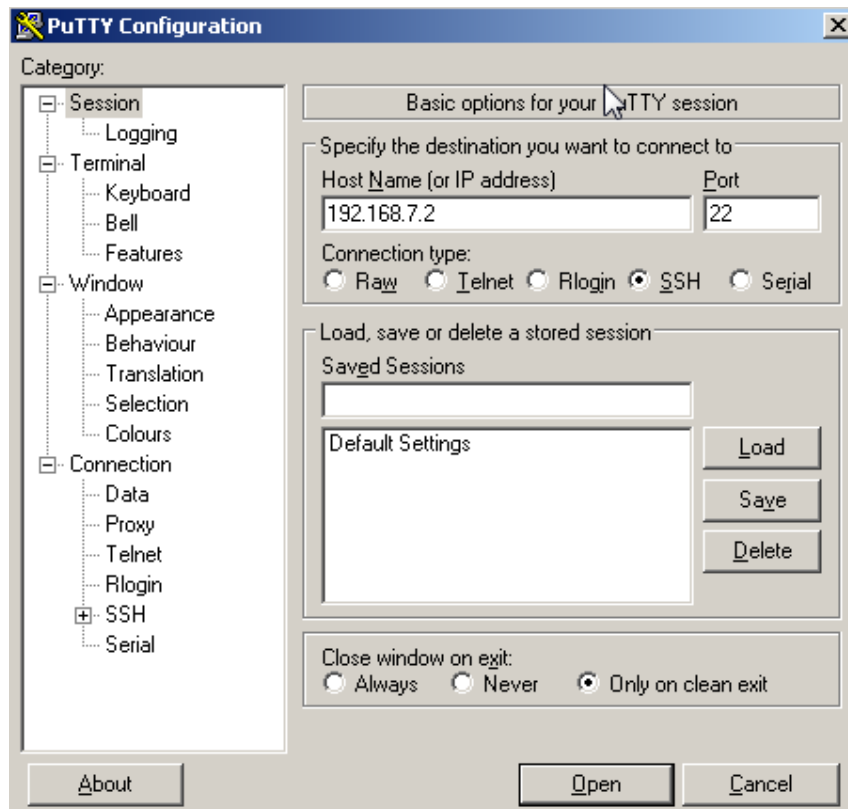


Figura 6.6: Configuración de la conexión SSH mediante PuTTY

```

1 root@beaglebone:~# python fuente.py -c 50
2
3 El ciclo de trabajo ha sido establecido al 50 %

```

A continuación se muestra el código que realiza esta tarea. El pin de salida de la señal PWM es el P9-16.

```

1 def change_duty_cycle(duty_cycle):
2     D_C = float(duty_cycle)
3     if 10 <= D_C <= 80:
4         PWM.start('P9_16',D_C,50000)
5         time.sleep(1)
6         print 'El ciclo de trabajo ha sido establecido al' , duty_cycle +
          ' %'
7     else:
8         print 'Valor de consigna fuera de rango.'

```

2. Función para leer la tensión de salida.

De igual forma que en el caso anterior, la estructura para ejecutar una orden es la misma. Indicar el archivo a ejecutar (“fuente.py”) y seleccionar el comando “read volt” (-r). No es necesario pasar ningún parámetro adicional a esta función, ya que tan sólo devolverá la lectura de tensión realizada.

```

1 root@beaglebone:~# python fuente.py -r
2
3 La tension leida es: 1.49
4 La tension estimada de salida es: 2980.0

```

A continuación se muestra el código que realiza esta tarea. El pin de entrada del ADC es el P9-40.

```

1 def read_volt():
2     ADC.setup()
3     value = ADC.read('P9_40')
4     volt = value*1.8
5     volt_est = volt*3000/1.5
6     print 'La tension leida es: ', round(volt,3)
7     print 'La tension estimada de salida es: ', round(volt_est,3)

```

3. Función para apagar la fuente.

La función que controla el ciclo de trabajo de la señal PWM, y con ello la tensión de salida del sistema, está limitada a un rango de trabajo de $0,1 \leq \delta \leq 0,8$, por lo que no es posible establecer un ciclo de trabajo del 0% y “apagar” así la fuente. Por esta razón, se ha creado una función que anula la señal PWM. Esto hará que el transistor MOSFET deje de conmutar y con ello, se anule la tensión de salida del sistema.

Como en el resto de funciones, es necesario indicar el archivo a ejecutar (“fuente.py”) y seleccionar el comando “power off” (-p).

```

1 root@beaglebone:~# python PWM.py -p
2
3 Fuente de alimentacion desconectada.

```

El código que realiza esta tarea se muestra en el siguiente fragmento de código.

```

1 def power_off():
2     PWM.stop("P9_16")
3     print('Fuente de alimentacion desconectada.')

```

4. Función para interpretar las órdenes recibidas por línea de comandos.

Para poder diferenciar cual de las dos funciones anteriores se desea ejecutar es necesario distinguir los parámetros “-c”, “-r”, “-p” y en función de ellos seleccionar la función en cuestión.

A continuación se muestra el código que realiza esta tarea.

```

1  opts, arg = getopt.getopt(sys.argv[1:], 'c:r:p', ['duty_clycle'])
2
3  for opt, arg in opts:
4      if opt in ('-c', 'duty_cycle'):
5          change_duty_cycle(arg)
6      elif opt == '-r':
7          read_volt()
8      elif opt == '-p':
9          power_off()

```

6.6.5 Etapa para elevar la corriente de puerta

Debido a la baja capacidad de entregar corriente de la salida PWM de la Beagle-Bone Black es necesario hacer uso de una etapa posterior que aumente la cantidad de corriente con la que la puerta del transistor MOSFET es atacada. Para ello se empleará un amplificador de clase B.

Un amplificador de clase B amplifica un solo semiciclo de la señal de entrada; esto implica situar el punto de trabajo en la región de corte, de tal forma, que sólo al presentarse el semiciclo adecuado de V_{in} el transistor pase a la región activa. Cuando el semiciclo es el contrario, el transistor permanece en corte, al igual que en ausencia de señal de entrada.

Si se quiere obtener una señal de salida reflejo de la de entrada, se habrán de disponer de forma adecuada, dos transistores, para que cada uno amplifique un semiciclo. La figura 6.7 muestra esta disposición de forma simplificada.[21]

Se puede observar que T_1 es *NPN* y T_2 es *PNP* y, ambos, son complementarios, es decir, presentan iguales características eléctricas, pero de signos opuestos.

En ausencia de señal de entrada, no circula corriente el colector de los transistores. Al llegar el semiciclo positivo de V_{in} , T_1 pasa a la región activa y circula una corriente i_{C_1} , que provoca una caída de tensión en R_L . Cuando el semiciclo positivo se extingue, T_1 pasa a la situación de corte y al aparecer el semiciclo negativo T_2 entra en la región activa, provocando una i_{C_2} que produce una caída de tensión en R_L .

Ambos transistores están en configuración de colector común, por lo tanto, la ganancia de tensión es aproximadamente 1 y la ganancia de corriente es elevada, siendo esto lo que se persigue con esta etapa.

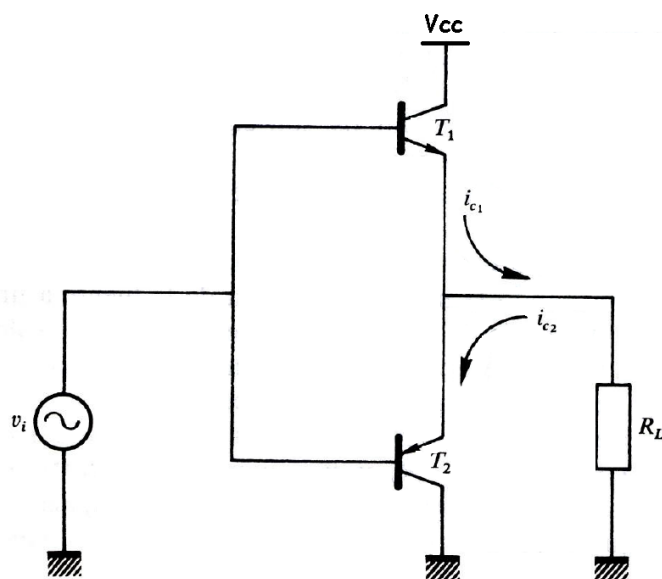


Figura 6.7: Circuito simplificado del amplificador en simetría complementaria

6.7 Diseño de la PCB

Debido a las altas tensiones presentes en la etapa multiplicadora de la fuente es necesario implementar el circuito en una placa PCB para así reducir al mínimo las posibilidades de que se genere un arco eléctrico entre dos puntos con diferente potencial. Para el desarrollo de esta tarea se ha empleado el software de diseño de PCB Altium Designer.

Para elaborar el diseño de la fuente conmutada en Altium y obtener finalmente la placa de circuito impreso, el diseño debe estar basado en dos tareas principales:

1. Creación del esquemático.

A partir del esquemático se generará posteriormente el footprint con las huellas de todos los componentes y las interconexiones de referencia entre ellas. Es por esto por lo que es fundamental asegurarse de que las huellas de todos los componentes sean correctas, y más aun cuando el componente es generado a partir de una librería propia y no del fabricante en cuestión.

2. Exportar el esquemático y rutear pistas.

Una vez completado el esquemático, Altium permite importar todos los footprint automáticamente a la vista de diseño de la PCB. Una vez realizado este paso es necesario rutear las pistas de interconexión entre elementos manualmente. Existe una opción de ruteado automático en Altium, pero en este caso no se recomienda su uso.

En diseños de PCBs para potencia es necesario tener en cuenta el grosor de la pista y la distancia, ya que a mayor intensidad de corriente circulante será necesario un ancho de pista mayor, además de que se minimizan las características resistivas e inductivas de la pista. De igual forma, no conviene que las pistas sean demasiado largas y finas para evitar las RFI.[12]

En este caso la única consideración fundamental a tener en cuenta es la distancia entre pistas para evitar así que se genere el arco eléctrico. La separación mínima para la salida del circuito a de ser de 15 mm para 3000 V . Un grosor de pista de 1 mm será suficiente para todo el circuito, ya que el valor de corriente máximo de salida previsto es de tan solo $3,33\text{ mA}$.

En la figura 6.8 se muestra el esquemático en Altium del que parte el ruteado de la PCB.

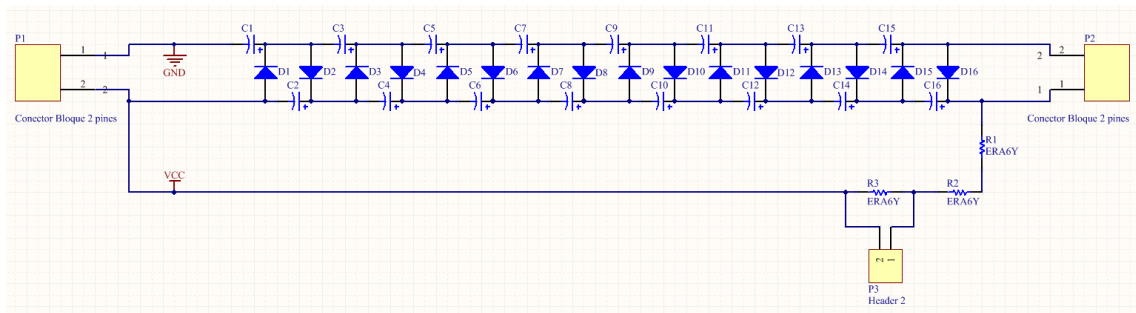


Figura 6.8: Esquemático circuito multiplicador en Altium

Y el resultado final puede observarse en la figura 5.

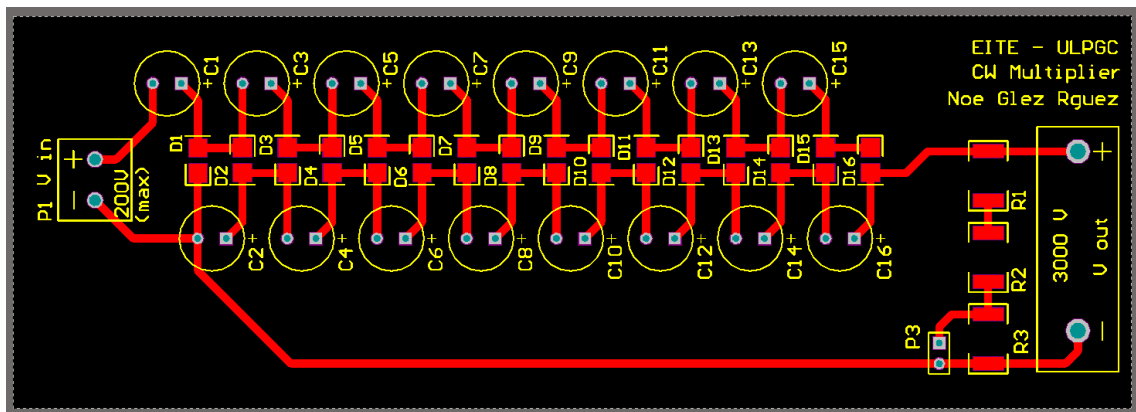


Figura 6.9: Layout del circuito multiplicador en PCB

6.8 Sistema completo

Una vez realizado el diseño de las partes individuales que constituyen la fuente de alimentación es el momento de realizar las conexiones necesarias entre si y verificar el correcto funcionamiento del sistema.

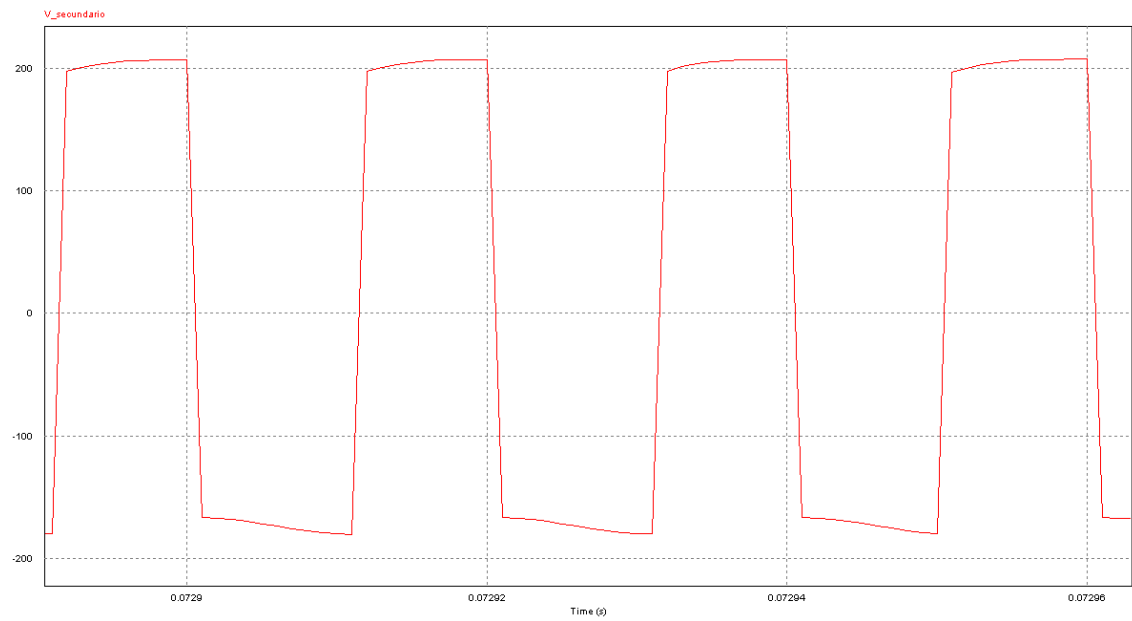


Figura 6.11: Tensión de secundario en simulación

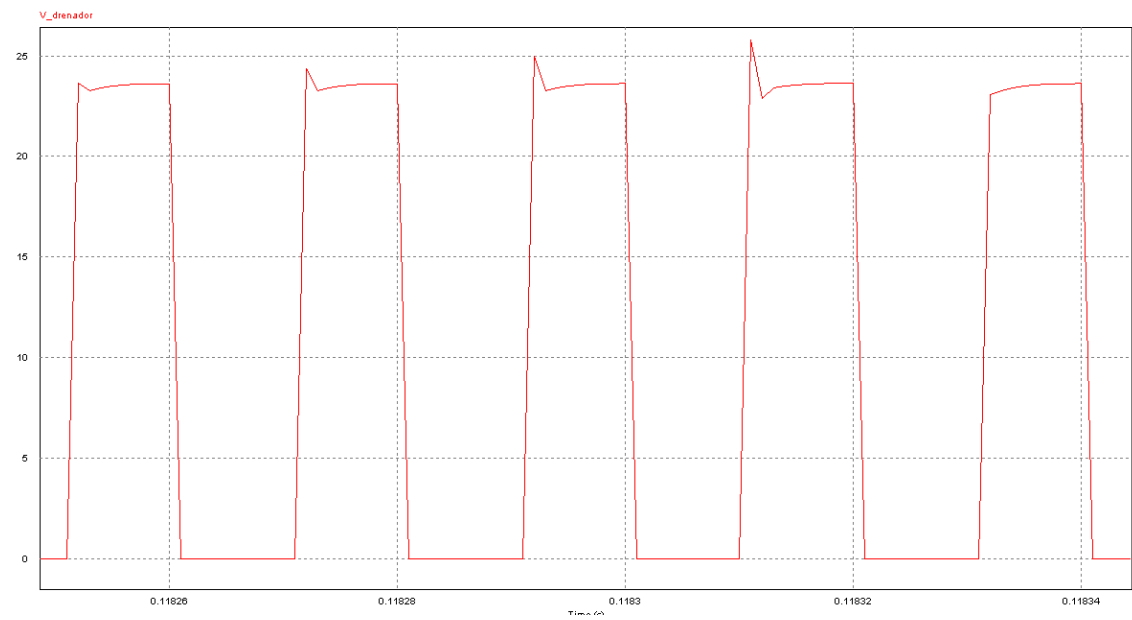


Figura 6.12: Tensión de drenador en simulación

La tensión que ha de soportar cada condensador de la etapa multiplicadora es de el doble de la tensión V_{pico} del secundario, la cual es de 400 V. Esto puede apreciarse en la figura 6.13.

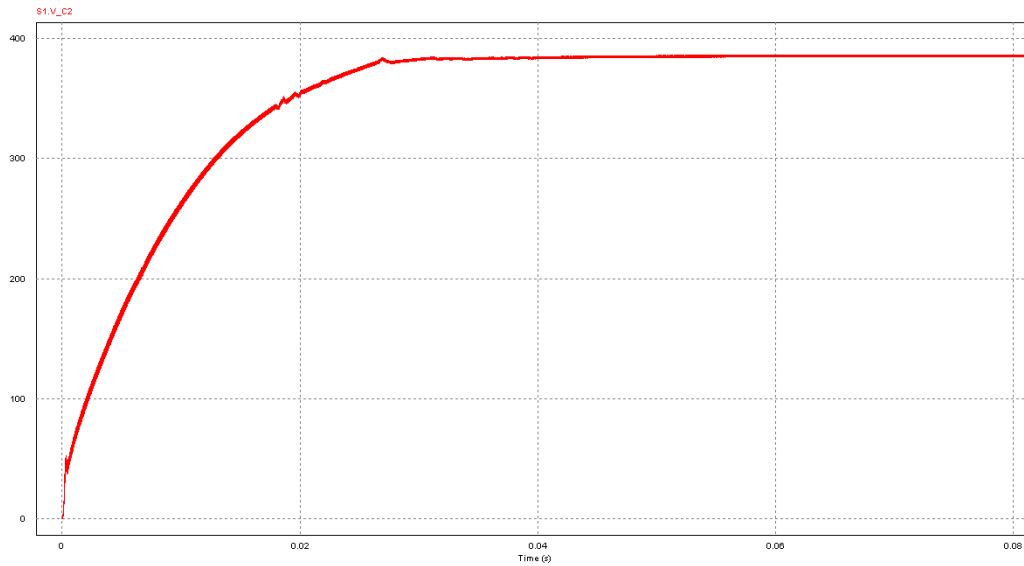


Figura 6.13: Tensión del condensador C2 etapa CW en simulación

De igual forma que los condensadores, los diodos de la etapa multiplicadora han de soportar también el doble de la tensión de entrada. Esto queda verificado en la figura 6.14.

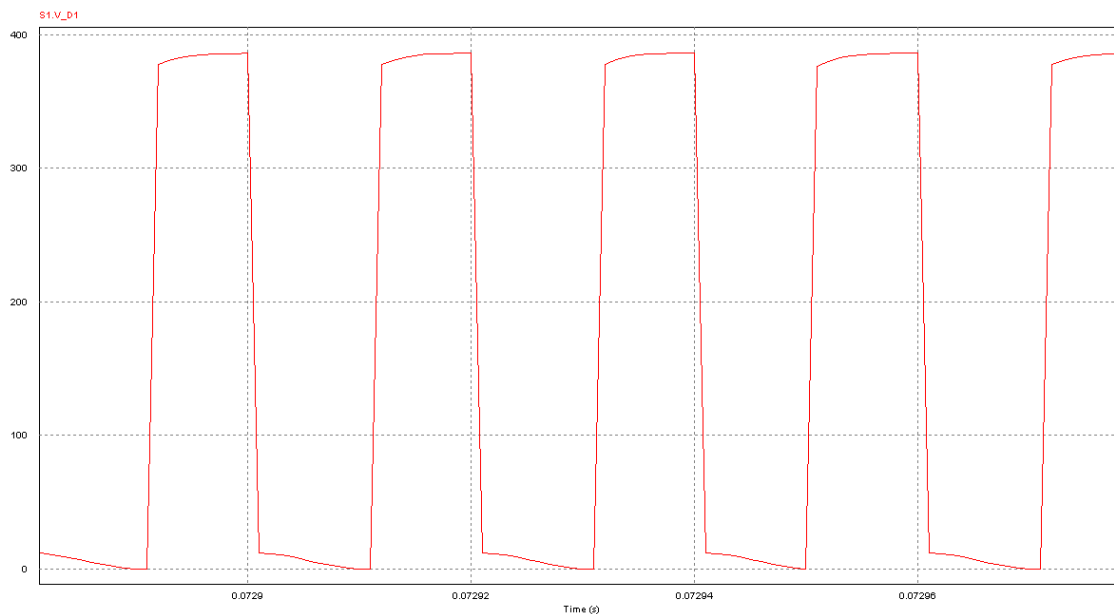


Figura 6.14: Tensión del diodo D1 etapa CW en simulación

A partir de la tensión de cada condensador, puede obtenerse la tensión de salida como ocho veces la de éste. Por tanto, y como ya fue calculado, la tensión de salida ha de ser de 3000 V.

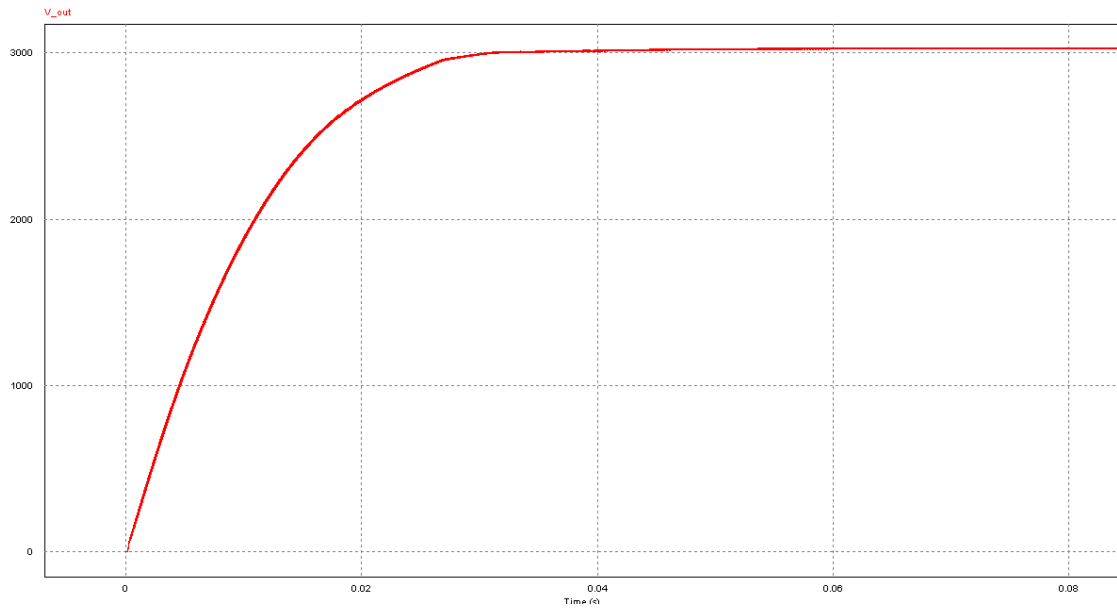


Figura 6.15: Tensión de salida en simulación

Se ha verificado que la tensión en el divisor resistivo es de $1,5\text{ V}$ cuando la tensión de salida es máxima (3000 V), cumpliendo así con el ratio calculado de 2000 (ver figura 6.16).

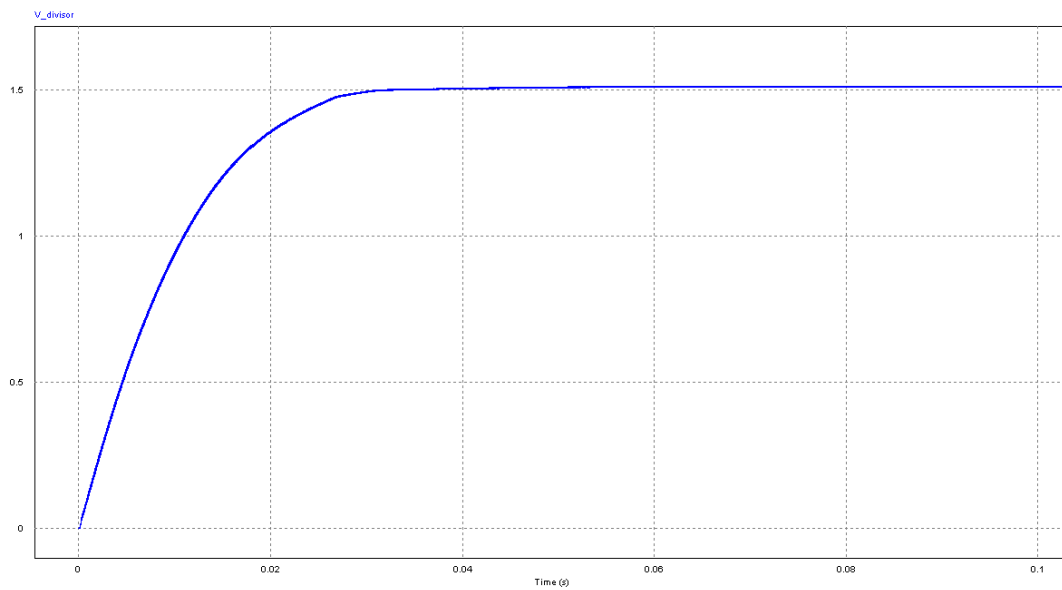


Figura 6.16: Tensión del divisor resistivo en simulación

En función de la carga que se conecte a la salida de la fuente, ésta entregará mayor o menor cantidad de corriente. Para realizar esta prueba, se ha conectado una carga de $300\text{ k}\Omega$ teniendo a la salida (según la Ley de Ohm) una corriente de 10 mA . Esta corriente es superior a la necesaria según los requisitos del sistema pero válida para comprobar el correcto funcionamiento de la fuente.

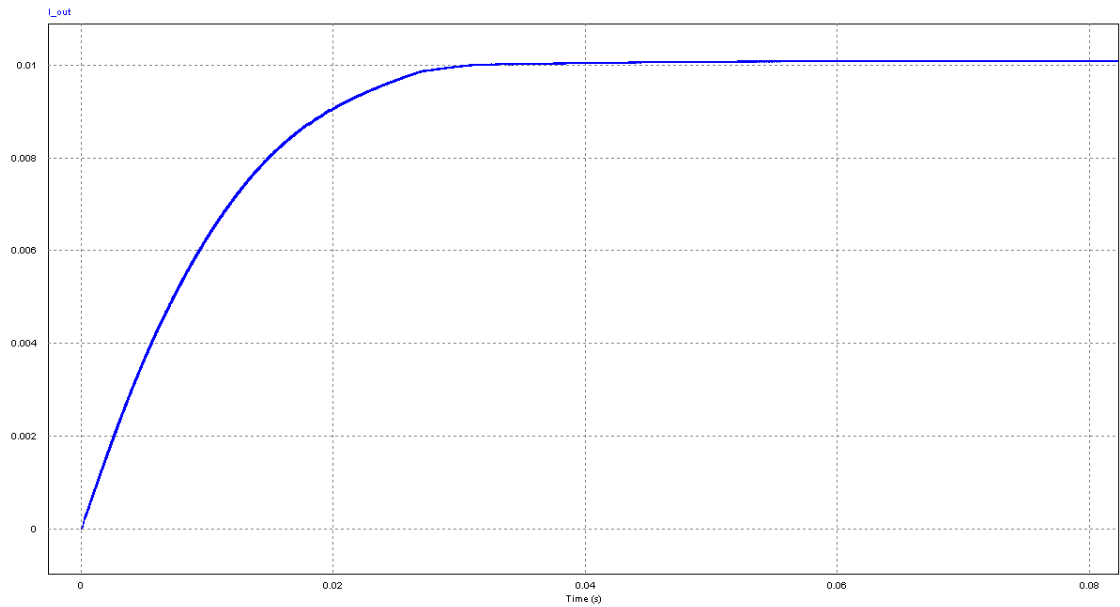


Figura 6.17: Corriente de salida en simulación

Según los cálculos realizados para una corriente de salida de 10 mA y condensadores de $1\text{ }\mu\text{F}$ el rizado que debería obtenerse a la salida se muestra en la figura 6.18.

Iload = 10 mA. Fws = 50 KHz. C = 1 uF			
Vin (V)	200		
Iload(A)	1,00E-02		
Fsw(Hz)	50000		
C(F)	1,00E-06		
N	Vout(V)	Vdrop(V)	Vripple(V)
8	3091,467	108,533	7,200

Figura 6.18: Cálculo del valor teórico del rizado de tensión de salida.

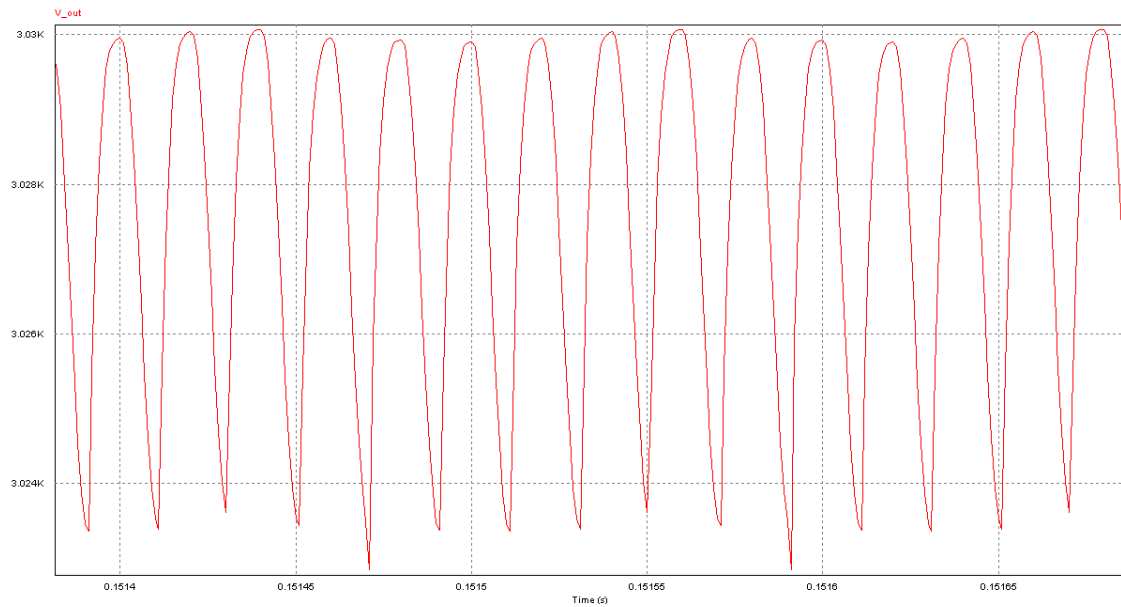


Figura 6.19: Rizado de la tensión de salida en simulación

Y según la simulación, el rizado simulado es de 8 V, siendo este prácticamente el mismo valor que el teórico.

FABRICACIÓN Y MONTAJE

7.1 Introducción

A lo largo del presente documento se ha hecho una distinción del sistema en dos grandes bloques, el convertidor conmutado Flyback y la etapa de multiplicación Cockcroft Walton. Esta separación de etapas se mantiene en el proceso de fabricación y montaje del sistema.

En este capítulo se describen la secuencia de pasos realizados a lo largo de la fabricación de las mencionadas etapas, así como su montaje.

7.2 Etapa multiplicadora Cockcroft Walton

7.2.1 Fabricación de la PCB

Por cuestiones temporales, la fabricación automatizada de la PCB en los laboratorios del IUMA no ha sido posible. Por esta razón, y debido a la necesidad de realizar la posterior verificación del sistema, se ha optado por realizar una fabricación manual de la PCB en el laboratorio de Electrónica de Potencia de la EITE. Para ello se han llevado a cabo los siguientes pasos:

1. Preparación del fotolito.

En primer lugar, debe realizarse la impresión del layout del circuito en papel vegetal o transparente para posteriormente proceder a la insolación de éste en una PCB fotosensible.

Es necesario, una vez impreso, comprobar la correcta escala del fotolito colocando todos los componentes sobre éste para verificar que el tamaño de los footprint empleados es correcto.

2. Insolación de la PCB fotosensible.

Una vez obtenido el fotolito final se procederá a la insolación de éste sobre una PCB fotosensible positiva. Se requiere baja luminosidad en la sala para realizar este proceso.

La PCB fotosensible trae una pegatina protectora que debe ser retirada. Posteriormente se fija con celo el layout y se lleva a la insoladora. El tiempo de insolación varía en función de la PCB que se emplee. En este caso, el tiempo de exposición será de 45 segundos.

3. Revelado de la PCB.

Finalizada la insolación de la PCB se retirará el layout fijado con celo y se pasará ésta al líquido revelador para “sacar a la luz” el circuito y desprender la película fotosensible. Este proceso lleva un tiempo máximo de unos 10 segundos.

4. Atacado de la PCB.

Cuando la PCB haya sido revelada se lavará con agua para eliminar los restos de líquido revelador y, posteriormente, se introducirá en ácido. El fin de este paso es eliminar el cobre sobrante en la PCB que no haya sido insolado. Así se obtendrá el circuito impreso final donde tan solo quedarán grabadas en cobre las pistas correspondientes al layout.

5. Verificar el resultado.

Por último, hay que verificar el resultado obtenido y comprobar que todas las pistas tienen continuidad y que no han quedado restos de cobre en partes no deseadas. Si se diera el caso en el que alguna pista no se hubiera insolado, revelado o atacado de forma correcta será necesario repetir el proceso.

Durante el proceso de fabricación de la PCB hay que hacer uso de guantes de latex para evitar dejar huellas que posteriormente pudieran quedar impresas en la PCB. De igual forma, éstos protegerán las manos de contactos directos con los líquidos de fabricación. Además, se recomienda el uso de gafas de protección y pinzas para la manipulación y traslado de la PCB de un recipiente a otro.

El resultado final de la fabricación manual de la PCB se muestra en la figura 7.1.

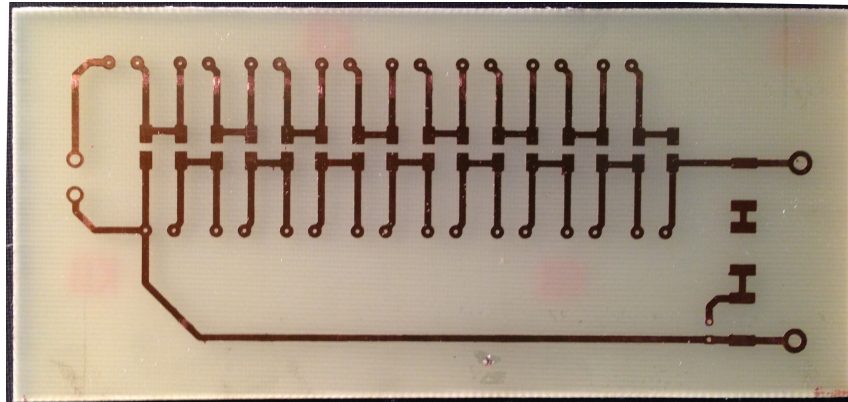


Figura 7.1: Resultado final de la fabricación manual de la PCB

7.2.2 Montaje del circuito Cockcroft Walton

Previo soldadura de los componentes de la PCB es necesario limpiar la placa resultante con alcohol o decapante para eliminar cualquier resto que pudiera quedar y dejar, además, el cobre al descubierto.

Aunque el diseño de la PCB se ha realizado a una cara, el montaje se realizó en las dos caras. Esto es debido a que la PCB está constituida por elementos SMD y de inserción. Los elementos SMD fueron soldados directamente sobre la cara en la que están las pistas de cobre. Los elementos de inserción fueron colocados en la cara opuesta, soldando sus terminales en la cara correspondiente al circuito.

Para realizar la soldadura de todos los elementos SMD se ha estañado previamente uno de los pads de cada componente para facilitar su colocación. Además, se empleó "Flux" para realizar este proceso de forma más sencilla.

El resultado de la soldadura SMD se presenta en la figura 7.2.

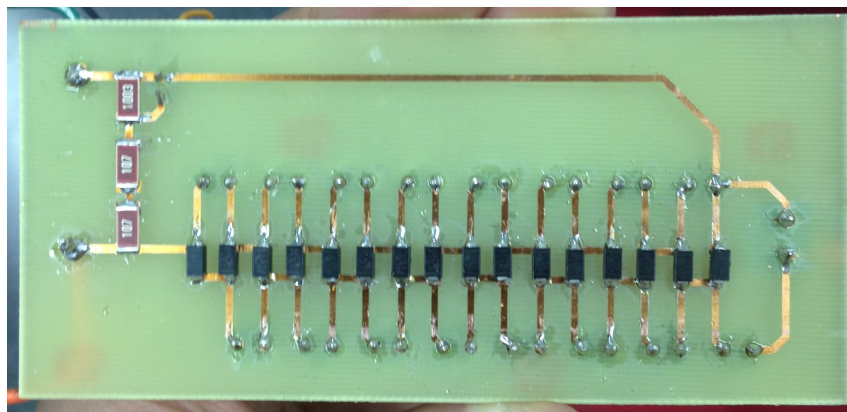


Figura 7.2: Resultado de la soldadura de componentes SMD en la etapa CW

Posteriormente, se procedió a soldar los componentes de inserción. En este caso, condensadores y conectores. El resultado de este proceso queda reflejado en la figura 7.3. La temperatura de soldadura durante este proceso fue de $380\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Figura 7.3: Resultado de la soldadura de componentes de inserción en la etapa CW

7.3 Etapa Flyback

7.3.1 Fabricación del transformador

El primer paso realizado en la fabricación de la etapa Flyback se corresponde con la construcción del transformador.

Para ello, y siguiendo los resultados obtenidos mediante cálculo en el capítulo 4, se ha bobinado manualmente el transformador. Primeramente, se bobinó el devanado secundario, ya que éste poseía un número de espiras más elevado (134) que el resto y el diámetro del hilo de cobre a emplear era reducido. Así se consiguió establecer una base uniforme sobre la que completar el resto de devanados. De haber realizado en primer lugar el devanado primario, el resultado obtenido no hubiera sido tan regular, puesto que la sección del hilo primario era superior y, además, el número de espiras (9) no ocupaban el espacio del carrete al completo, por lo que hubieran quedado separaciones entre espiras que dificultarían la realización del resto de bobinados. En último lugar, se realizó el bobinado del devanado auxiliar.

Como se puede apreciar en la imagen 7.4, se ha colocado en los extremos de los seminúcleos ETD una separación equivalente al air-gap calculado, la cual fue hecha con varias capas de papel (folio A4) de espesor de $0,1\text{ mm}$ hasta alcanzar la separación deseada. La separación en los extremos deja un entrehierro (air-gap) en la pata central de los seminúcleos que permite variar la reluctancia total del núcleo y con ello su capacidad para almacenar energía.

Finalmente el carrete ETD29 (con el bobinado realizado y los seminúcleos separados) fue cerrado con unos clips laterales de sujeción.

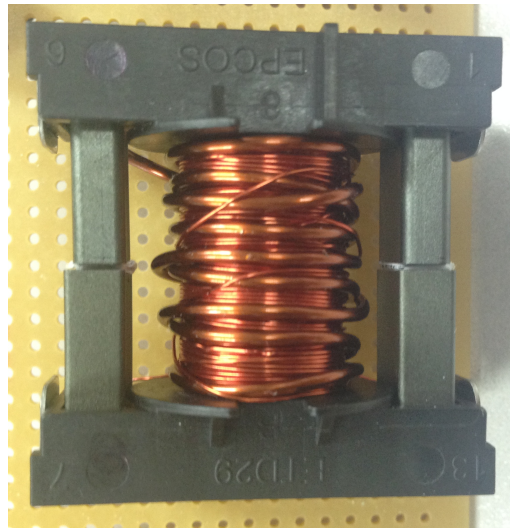


Figura 7.4: Resultado de la fabricación del transformador

7.3.2 Montaje del circuito Flyback

El montaje de la etapa Flyback se realizó en una placa PCB EUROCARD pre-perforada en la que los orificios están cobrizados en su parte inferior. El uso de este tipo de PCB resulta interesante en la fabricación de prototipos y realización de pruebas de verificación para comprobar el funcionamiento de una etapa antes de realizar un diseño final de la PCB.

Terminada la fabricación del transformador se integraron todos los elementos constituyentes de esta etapa en la PCB EUROCARD, realizando para ello las interconexiones necesarias en la cara inferior de ésta. La temperatura de soldadura durante este proceso fue de 380 °C.

El resultado de éste montaje puede verse en la figura 7.5.

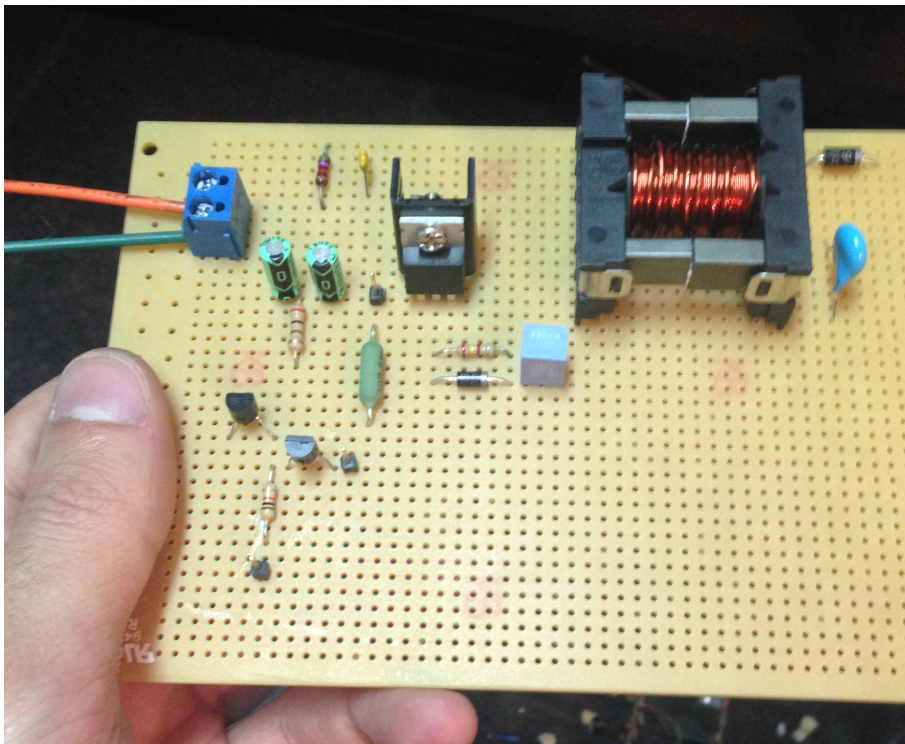


Figura 7.5: Resultado del montaje de la etapa Flyback

VERIFICACIÓN DEL SISTEMA

8.1 Introducción

Con el fin de verificar un funcionamiento adecuado de la fuente conmutada, que opere dentro de los límites especificados y cumpla con los requisitos impuestos, se llevaron a cabo una serie de pruebas y medidas.

Los aparatos utilizados para realizar las pruebas fueron:

- **Polímetro.**

Para medir tensiones en diferentes puntos del circuito.

- **Fuente de alimentación.**

Para alimentar el circuito con los 12 V necesarios a la entrada.

- **Generador de funciones.**

Para realizar las pruebas de funcionamiento previas a la conexión de la BeagleBone Black como generador PWM.

- **BeagleBone Black.**

Para realizar el control de puerta del MOSFET y variar el ciclo de trabajo.

- **Osciloscopio Digital.**

Para analizar señales en distintos puntos del circuito.

8.2 Comprobación de la etapa multiplicadora

En primer lugar se realizó la verificación de la etapa Cockcroft Walton. Para ello se empleó el generador de funciones con una frecuencia de 50 kHz, $\delta = 50\%$ y tensión de entrada $V_{in} = 10\text{ V}$.

Se obtuvo una salida de 76,8 V la cual se considera correcta, ya que el número de etapas multiplicadoras es de $n = 8$ y teóricamente a la salida debería obtenerse 80 V.

De igual forma, se verificó que el divisor resistivo sensara correctamente la tensión de salida. Se obtuvo una tensión de 384 mV la cual es correcta, ya que el divisor había sido calculado para obtener una tensión cuyo ratio fuera 2000 veces inferior a la tensión de salida.

8.3 Comprobación de la etapa flyback

Para realizar la verificación de la etapa Flyback se realizaron las siguientes pruebas:

1. Comprobar la correcta fabricación del transformador.

Para ello se conectó en el primario del transformador una señal de bajo nivel y se midió en el devanado secundario la señal obtenida. Ésta cumplía con la relación de transformación calculada, la cual es de 0,06, es decir, una ganancia en tensión de aproximadamente 16,67 veces la tensión de entrada.

2. Comprobar la correcta conmutación del transistor y la forma de onda.

Una vez se inició la ejecución del script que controla la salida PWM de la BeagleBone Black se comprobó la correcta generación de la señal por parte de ésta. En la figura 8.1 se puede apreciar la señal obtenida cuyo valor de tensión es aproximadamente de 4 V y ciclo de trabajo $\delta = 80\%$.

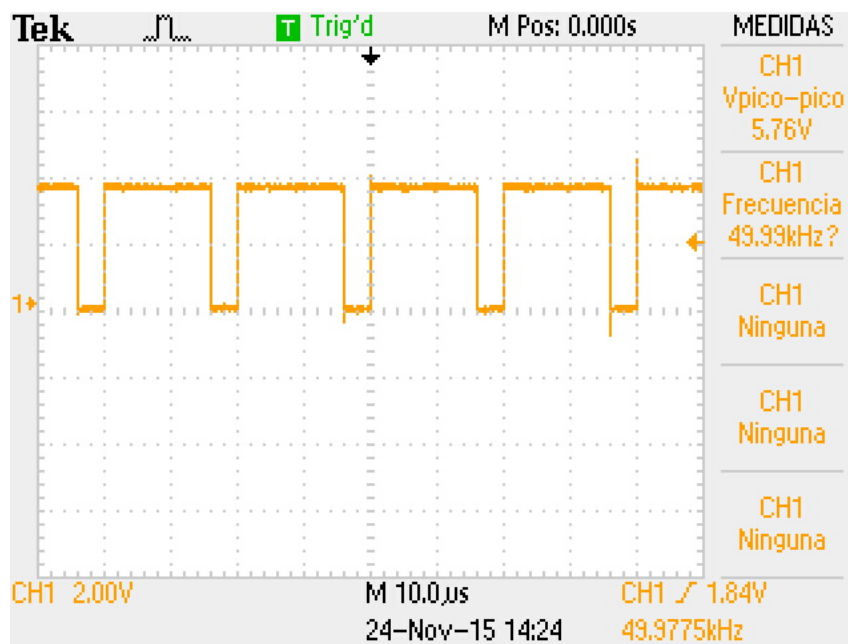


Figura 8.1: Señal PWM en la salida de la BeagleBone Black

Durante el proceso de soldadura de la etapa Flyback, se produjo el deterioro del transistor MOSFET. El transistor seleccionado (IRLB3036PBF) posee una baja tensión umbral de puerta y, posiblemente, debido a la temperatura a la que fue soldado se produjo la ruptura del componente. Para solventar este problema y poder realizar la verificación del sistema se empleó el transistor IRF510 cuyas características de BV_{DSS} y I_D estaban dentro de los rangos necesarios para realizar las pruebas. No obstante, la tensión $V_{GS(th)}$ de este transistor era superior a la del seleccionado en la fase de diseño, por lo que fue necesario incluir una etapa adicional que elevara la tensión de salida de la BeagleBone Black a la necesaria para abrir canal en el transistor.

Con un simple transistor BJT (BC547B) se consiguió elevar la tensión PWM de la BeagleBone Black a la tensión de alimentación (12 V) suficiente para conseguir la apertura de canal del MOSFET. En la figura 8.2, se muestra la configuración empleada para esta tarea.

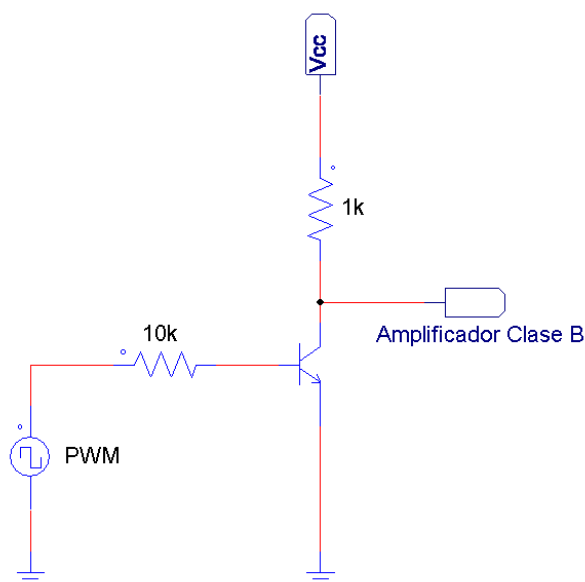


Figura 8.2: Etapa para elevar la tensión de puerta del MOSFET a V_{cc}

El inconveniente de usar esta etapa es que la tensión de salida está invertida con respecto a la de entrada. Cuando en la puerta del transistor NPN hay una tensión positiva el transistor está en saturación, provocando esto que la salida esté a nivel bajo. Cuando la tensión de entrada es cero, el transistor se encuentra en corte, lo que hace que la tensión de salida sea igual a V_{cc} .

Hay que tener en cuenta el comportamiento anteriormente descrito, ya que será necesario modificar el código de generación de la señal PWM. Ahora el ciclo de trabajo de salida de la BeagleBone Black debe ser invertido para tener en la puerta del MOSFET el valor real deseado.

En la figura 8.3, se muestra el resultado final de la señal que ataca la puerta del interruptor de potencia, cuya tensión es de 10 V y ciclo de trabajo del 20%. En este caso, la onda no es perfectamente cuadrada debido a la presencia de

los transistores BJT en las etapas de amplificación de corriente (etapa clase B) y la etapa para elevar la tensión de puerta, debido a la no idealidad de los componentes. No obstante, el resultado obtenido es satisfactorio.

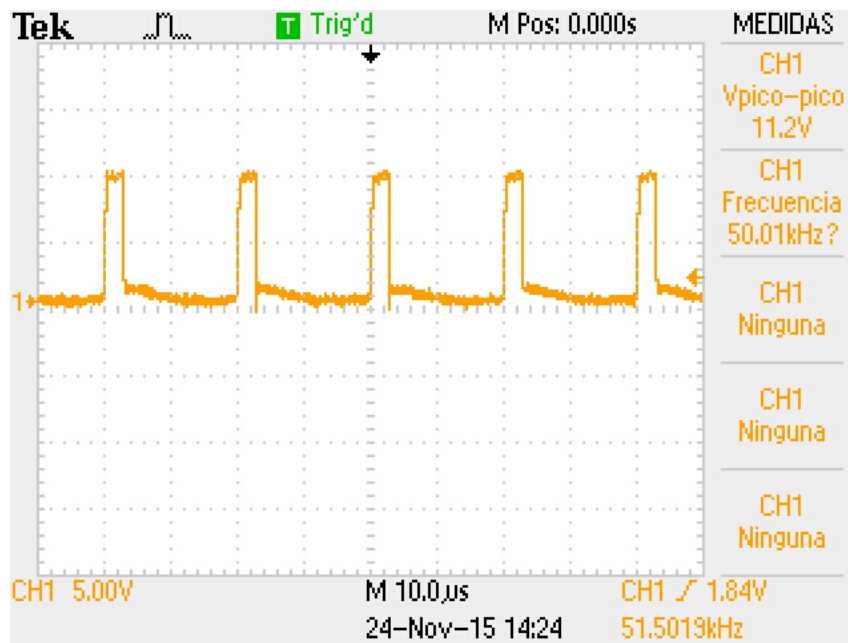


Figura 8.3: Señal PWM final a aplicar en la puerta del MOSFET

3. Comprobar el conjunto.

En este punto se realizó la interconexión de todas las partes constituyentes del bloque Flyback. BeagleBone Black, etapas de acondicionamiento de la señal de control de puerta del MOSFET, redes clamp y snubber, transistor MOSFET, transformador Flyback y una carga en la salida del secundario para poder realizar las pruebas.

En la figura 8.4, se puede apreciar la forma de onda de la tensión en el drenador del MOSFET. Ésta posee un sobreimpulso debido a la energía que almacena la inductancia de dispersión del primario. Cuando el transistor pasa a estado de no conducción la energía debe ser disipada. Este sobreimpulso puede ser controlado gracias a la red clamp y depende de ésta el deterioro o no del transistor.

En la figura 8.5, se puede apreciar la forma de onda de tensión en el secundario. En esta imagen puede observarse que la forma de onda del secundario se corresponde con la del primario pero invertida. Además, se verifica la función de amplificación del transformador, ya que la tensión de pico del secundario es de 290 V y la del primario es de 26,8 V.

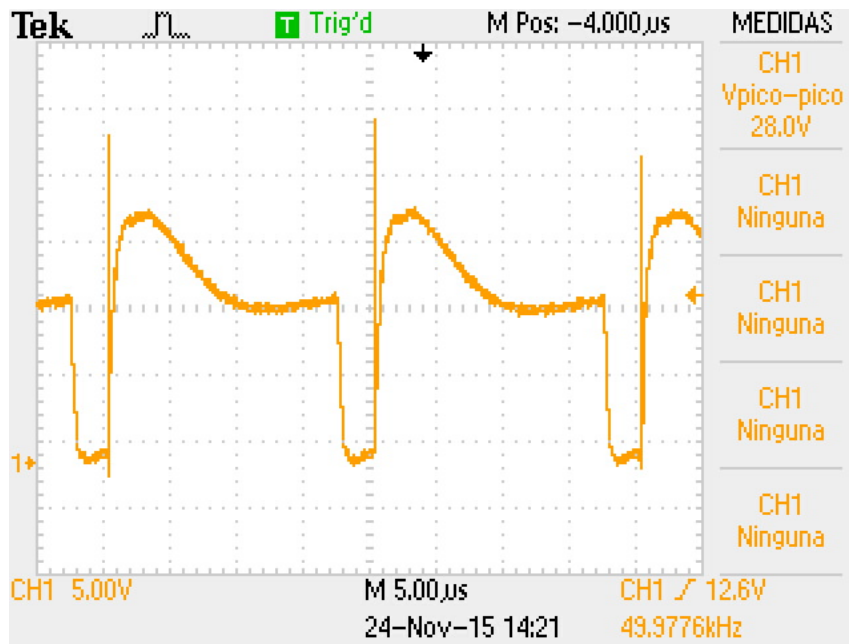


Figura 8.4: Tensión en el drenador del MOSFET

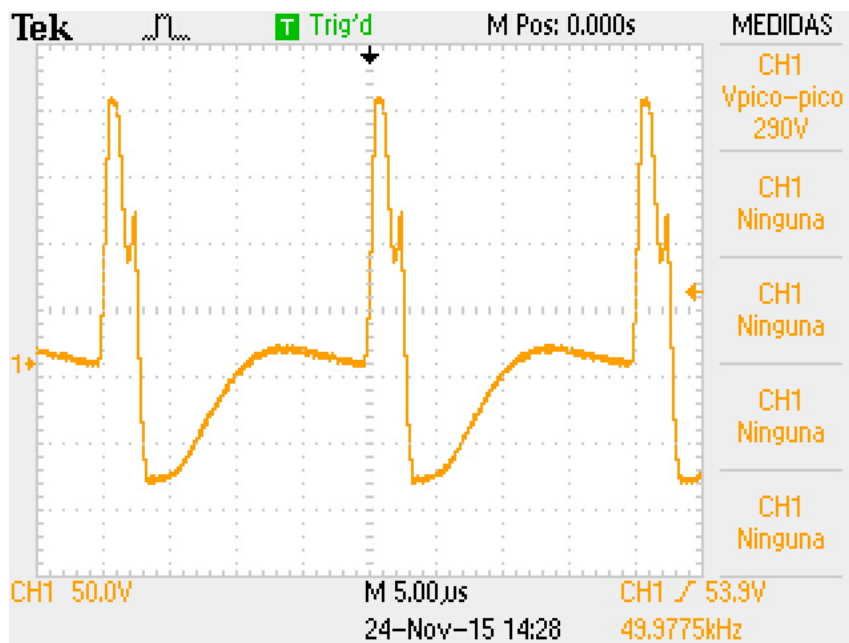


Figura 8.5: Tensión en el devanado secundario del transformador

8.4 Comprobación del sistema al completo

En este punto se integraron las dos etapas anteriores y se verificó al completo el sistema.

Como punto de partida se impuso un ciclo de trabajo del 10 %. Paulatinamente se fue incrementando el ciclo de trabajo hasta alcanzar la tensión máxima de salida deseada (3000 V). Durante la verificación del sistema completo surgieron una serie de problemas, necesitando realizar el ajuste de ciertos elementos del circuito para obtener el resultado esperado. (véase apartado 8.5).

Durante esta fase se realizaron los ajustes citados en el apartado 8.5, y una vez resueltos, se procedió a la toma de resultados.

La tabla 8.1 recoge, de forma resumida, todas las pruebas y mediciones realizadas sobre el montaje final de la fuente conmutada.

Ciclo de Trabajo	Tensión de drenador (V)	Tensión en el condensador (V)	Tensión de salida (V)	Tensión en el divisor (V)
15 %	26,20	240	1920	0,96
20 %	28,00	260	2080	1,04
25 %	30,00	270	2160	1,08
30 %	31,20	280	2240	1,12
35 %	32,60	295	2360	1,18
40 %	33,20	320	2560	1,28
45 %	33,20	343	2744	1,37
50 %	34,20	375	3000	1,49

Tabla 8.1: Resultados finales obtenidos en la fase de verificación

Haciendo un análisis particular para cada uno de los resultados puede observarse que:

- Los niveles de tensión de pico en el drenador del MOSFET no superan los 35 V, estando por debajo de los niveles de ruptura BV_{DS} de los transistores empleados.
- Los niveles de tensión en bornes de los condensadores, y de igual forma, en bornes de los diodos, no superan en ningún momento los niveles de máximos soportables por éstos.
- La tensión del divisor resistivo ha mantenido prácticamente de forma lineal la proporción de salida para el cual fue calculado, teniendo prácticamente 1,5 V cuando la tensión de salida era de 3000 V.

- La tensión de salida no ha sido medida directamente, ya que, ni el osciloscopio, ni el polímetro, son capaces de soportar estos niveles de tensión. Para obtener estas medidas, se realizó una aproximación teórica a partir del valor de tensión de uno de los condensadores de la etapa multiplicadora. Antes de realizar esta aproximación, se comprobó que la tensión en todos los condensadores estaba equilibrada y tenía el mismo nivel de carga eléctrica.

Representando los valores de tensión de salida en la figura 8.6, puede comprobarse que la fuente tiene un comportamiento prácticamente lineal en relación con las variaciones de ciclo de trabajo del transistor.

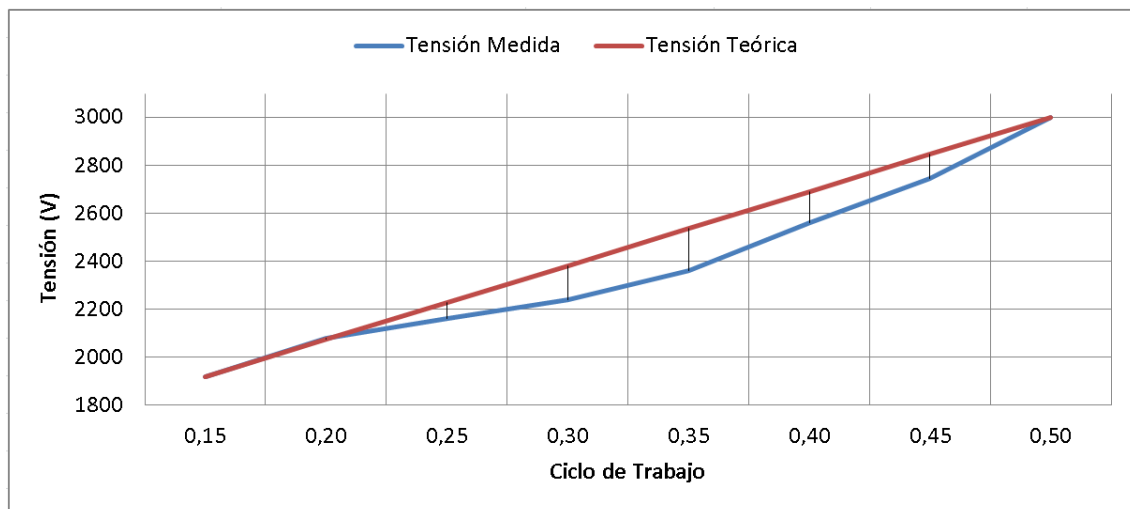


Figura 8.6: Representación gráfica de los valores de tensión de salida

La línea roja representa la tensión teórica de salida para un comportamiento totalmente lineal de la fuente conmutada en función del ciclo de trabajo. En la realidad, según la línea azul, se puede apreciar que esto no es así. No obstante, la fuente tiene un comportamiento bastante lineal sin haber implementado un lazo de realimentación para el control constante de la tensión de salida. El punto de mayor diferencia se da para un ciclo de trabajo del 35 % donde la diferencia de tensión entre ambas curvas es de 177 V.

También hay que tener en cuenta que estas medidas han sido tomadas a partir de la tensión en bornes del condensador C1, y que la tensión de salida ha sido calculada en función de esa medida. Esto puede introducir errores en los resultados, aunque no de forma significativa.

En líneas generales, los resultados obtenidos cumplen con las expectativas de comportamiento de la fuente de alimentación.

Para finalizar, y dejar constancia de que la fuente alcanzó los 3000 V de salida, se muestra a continuación las siguientes imágenes.

1. Tensión medida en el condensador C1 con un ciclo de trabajo del 50 %



Figura 8.7: Tensión medida en el condensador C1 con un ciclo de trabajo del 50 %

2. Tensión y corriente de entrada suministrada por la fuente en el punto de máxima tensión de salida.



Figura 8.8: Tensión y corriente de entrada suministrada por la fuente en el punto de máxima tensión de salida.

8.5 Problemas detectados y soluciones escogidas

Durante la fase de verificación del sistema ocurrieron una serie de imprevistos que provocaron un funcionamiento indeseado de la fuente conmutada. A continuación se enumeran los problemas detectados y las soluciones adoptadas para solventarlos.

- **Reemplazar el transistor de potencia.**

Como se introdujo en la sección 8.3, durante el proceso de soldadura de la etapa Flyback se produjo el deterioro del transistor MOSFET. El transistor seleccionado (IRLB3036PBF) posee una baja tensión umbral de puerta y, posiblemente, debido a la temperatura a la que fue soldado se produjo la ruptura del componente.

Para solventar este problema y poder realizar la verificación del sistema se empleó el transistor IRF510 cuyas características de BV_{DSS} y I_D estaban dentro de los rangos necesarios para realizar las pruebas. No obstante, la tensión

$V_{GS(th)}$ de este transistor era superior a la del seleccionado en la fase de diseño, por lo que fue necesario incluir una etapa adicional que elevara la tensión de salida de la BeagleBone Black a la necesaria para abrir canal en el transistor.

La solución adoptada ha sido explicada en la sección 8.3, punto 2.

■ Ajuste de la red snubber.

A la hora de realizar la verificación completa del sistema, se detectó un comportamiento anómalo en la red snubber. A pesar de que en las simulaciones los valores de diseño calculados para esta red operaban con regularidad, en la realidad esto no fue así. En la figura 8.9, se puede apreciar oscilaciones en la tensión de drenador del MOSFET cuando se produce el paso de conducción a corte. Posiblemente, debido al montaje del circuito en la placa PCB EURO-CARD, las capacidades e inductancias parásitas del transistor, la temperatura ambiente y otros factores no contemplados en la simulación del sistema, provocaron el funcionamiento incorrecto de la red snubber.



Figura 8.9: Tensión oscilante en el drenador del MOSFET

Para solucionar este problema se midió la frecuencia de oscilación de la tensión de drenador. A partir de ahí, se intentó atenuar al máximo esta oscilación reajustando los valores de los condensadores y resistencias que conformaban la red snubber.

Finalmente, tras realizar varios ajustes, se adoptó la siguiente solución, la cual ofreció los mejores resultados. Se conectó una nueva red snubber formada por tan solo un condensador. El valor de capacidad adoptado fue de $1\ \mu F$. El problema de usar un condensador como red disipativa está en que éste sufrirá un sobrecalentamiento al tener que disipar solo toda la energía almacenada en la inductancia de dispersión. Por esta razón, se creó una red de cuatro condensadores (dos en paralelo - dos en paralelo, y estos a su vez en serie) cuya

capacidad final fuera la misma ($1\text{ }\mu\text{F}$) pero donde el reparto de disipación de potencia estuviera equilibrado.

Con esta opción los condensadores mantuvieron su temperatura dentro de rangos aceptables. Además, se consiguió eliminar por completo la oscilación en el drenador del transistor. En la figura 8.10 se puede verificar la prueba de ello.

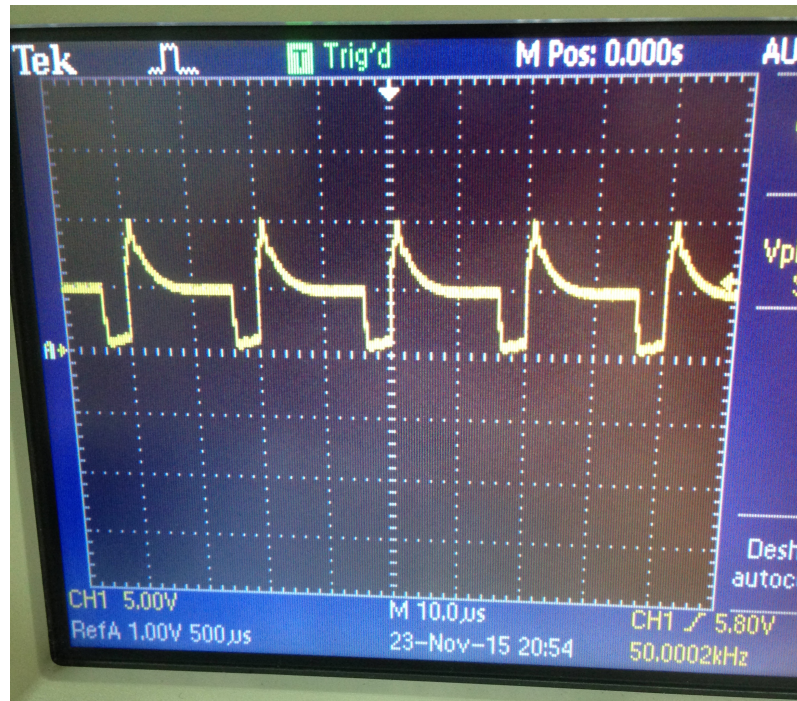


Figura 8.10: Tensión en el drenador del MOSFET después de ajustar la red snubber

Sigue existiendo un pequeño sobreimpulso cuando se produce el “apagado” del transistor. No obstante, éste está dentro de los límites de tensión soportables por el transistor y no afecta al valor de tensión de salida de la etapa multiplicadora.

- **Mantener estable la temperatura de la fuente.**

Debido a las variaciones de temperatura producidas en los componentes constituyentes de la fuente (sobre todo en los condensadores y el transistor) la tensión en bornes de los condensadores, y con ello en la salida, tenían ligeras fluctuaciones.

Para solventar este problema y mantener la fuente estable, se empleó ventilación forzada para refrigerar la zona donde el aumento de temperatura era crítico. En este caso, esta zona se sitúa en la red snubber y el transistor MOSFET. Una vez se mantuvo estable la temperatura, la fuente operó con total normalidad.

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

9.1 Conclusiones

El objetivo fundamental de este Trabajo de Fin de Grado era diseñar y fabricar una fuente de alimentación capaz de generar una tensión de salida de 3000 V y una potencia de 10 W , procurando reducir al máximo los costes de fabricación, ya que se pretendía realizar un sistema de bajo coste.

En el mercado existen diversos tipos de fuente capaces de alcanzar tensiones superiores a los 3 kV pero con potencias de salida entorno a $1 - 2\text{ W}$. El precio mínimo de las fuentes encontradas en el mercado con características similares es de 250 € . El coste de fabricación de la fuente diseñada en este proyecto es de menos de 100 € , pudiendo incluso reducirse, haciendo una selección de componentes más exhaustiva y realizando una producción de unidades de, al menos, 5 ejemplares.

Por otra parte, se pretendía poder controlar la fuente a distancia, empleando para ello la BeagleBone Black. Este objetivo también se ha logrado. Tanto la variación de la tensión de salida (empleando la variación del ciclo de trabajo de la señal PWM), como la lectura proporcional de tensión han sido posibles gracias al uso de la BeagleBone Black y los scripts generados para poder ejecutar cada una de las órdenes necesarias.

Como conclusiones particulares se pueden nombrar los siguientes puntos:

- Como se describió en el apartado 8.5 del capítulo 8, la temperatura del sistema juega un papel importante en la estabilidad y durabilidad del mismo. Por ello, es necesario mantener la temperatura del conjunto, o en este caso, la de ciertos componentes con un papel crítico dentro del sistema por debajo de los rangos máximos de operación.
- Es fundamental el correcto ajuste de las redes de ayuda a la conmutación. De no ser así, se generarán perturbaciones durante las conmutaciones del transistor, provocando esto el posible deterioro del transistor, un funcionamiento anómalo de la fuente, así como una reducción de eficiencia del sistema. Es

primordial mantener al transistor dentro de un rango de tensión y corriente que no provoque su destrucción. Además, el transistor debe sufrir el menor “estrés” posible, prolongando así su vida útil. La forma de onda en el lado del primario del transformador debe ser lo más cuadrada posible ya que, en este caso, la eficiencia de la etapa multiplicadora está directamente ligada a la idealidad de la tensión de entrada (correspondiente a la tensión en el secundario del transformador).

- En sistemas donde se trabaja con una diferencia de potencial elevada hay que tener en cuenta ciertos criterios de seguridad. En este caso, se ha cumplido con las distancias de seguridad mínimas para evitar la generación de arcos eléctricos entre pistas de la PCB u otros puntos del sistema.
- En la elección de los elementos constituyentes se ha tenido como principal objetivo mantener los costes de fabricación lo más bajos posible. Es por esta razón por la que, los componentes seleccionados tienen márgenes de seguridad tan dispares (desde el 12,5 % en el caso de la tensión soportable de los condensadores hasta el 1300 % en el caso de la corriente máxima admisible en el drenador del transistor), puesto que los precios de compra eran inferiores aun estando ciertos elementos sobredimensionados. No obstante, en todos los casos, se ha cumplido con los requisitos de diseño impuestos (características de tensión y corriente, así como tiempos de respuesta).

Además de lo comentado anteriormente, la elaboración del presente trabajo fin de grado ha supuesto un desarrollo de capacidades y adquisición de conocimientos, no solo a nivel técnico, sino personal (gestión del tiempo, trabajo autónomo, gestión del estrés, coordinación a distancia de tareas, entre otros). Durante el desarrollo del proyecto se ha profundizado principalmente en el área de la electrónica de potencia y, aunque en menor presencia, en el área de la electrónica digital. Se han realizado tareas de programación y trabajo mixto entre sistemas analógicos y digitales haciendo uso de un sistema empujado para la supervisión de la tensión de salida y control de la fuente. Es este punto el que da pie a una de las posibles líneas futuras que se enumeran en la siguiente sección.

9.2 Líneas futuras

Con vistas a una mayor consolidación del sistema diseñado (Fuente de alta tensión para tubos detectores del tipo BP-28), en la siguiente lista se introducen varias tareas, así como futuras mejoras, que podrían llevarse a cabo en un futuro:

- **Incluir un lazo de realimentación negativa.**

Con el fin de mantener estable la tensión de salida en todo momento frente a variaciones en la carga o fluctuación internas de la fuente, se propone la incorporación de un sistema de control permanente haciendo uso de la BeagleBone

Black. Una posible solución a este problema es realizar un control PI de forma digital. Gracias a la presencia de un sistema empotrado con los módulos de control necesarios para desempeñar esta tarea (ADC y PWM) bastaría con realizar el modelado de la planta y el posterior diseño del control PI. Además, podría lograrse de forma integral el control de la tensión de salida, así como la variación de la tensión en función de una consigna establecida haciendo uso del mismo sistema empotrado.

- **Optimizar al máximo el transformador de la fuente.**

El tipo y tamaño del transformador empleado en esta fuente de alimentación conmutada ha sido el ETD29. No obstante, para las mismas características de funcionamiento, es posible reducir el tamaño del núcleo, puesto que a la hora de realizar el bobinado final ha quedado espacio de ventana suficiente como para plantear la reducción del núcleo usado.

- **Aumentar la frecuencia de conmutación**

En la medida de lo posible se recomienda aumentar la frecuencia de conmutación de la fuente. Esto derivará en una reducción de los tamaños y valores de ciertos componentes como es el caso del transformador y los condensadores. Al aumentar la frecuencia de conmutación puede hacerse uso de condensadores cuya capacidad sea inferior a la seleccionada actualmente, reduciendo así los costes.

- **Reducir las dimensiones generales de la fuente.**

En la fase de fabricación y montaje de la fuente se han empleado tanto componentes SMD, como de inserción. Sin embargo, con la tecnología existente en la actualidad referente a componentes SMD, es posible hacer uso de éstos prácticamente en la totalidad del diseño. Con ello se conseguiría una reducción considerable del espacio necesario para el montaje del sistema. Es preciso, llevar de la mano un control del coste de estos componentes, ya que en función del elemento, el coste puede ser superior o inferior al mismo en formato de inserción.

- **Realizar un diseño general en PCB.**

En el presente proyecto se realizó una versión inicial del sistema. Una vez se ha verificado su correcto funcionamiento, puede realizarse un diseño general de éste el cual incluya, tanto la etapa de multiplicación, como la etapa flyback.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] *Información general sobre el monitor de neutrones de Castilla y la Mancha.*
Disponible en: <http://www.calmanm.es/>
- [2] *Información técnica sobre el funcionamiento de un monitor de neutrones.*
Disponible en: <http://www.nmdb.eu/?q=node/380#Gas>
- [3] *Información general sobre Beaglebone Black.*
Disponible en: <http://beagleboard.org/black>
- [4] *Fuentes de alimentación conmutadas. Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia. Universidad Politécnica de Madrid.*
- [5] *DC/DC Book of Knowledge Practical tips for the User. Steve Roberts, RECOM 1º Edición.*
- [6] *Switchmode power supply handbook. Keith Billings, Taylor Morey. 3º Edición.*
- [7] *Clasificación y Análisis de los Convertidores Conmutados PWM.*
Disponible en: <http://goo.gl/hhL0vv>.
- [8] *Componentes magnéticos en Electrónica de Potencia. Apuntes de la asignatura de Electrónica de Potencia. Universidad Politécnica de Madrid.*
- [9] *Catálogo FERROXCUBE. Soft Ferrites and Accesories. Data Handbook 2013.*
Disponible en: <http://goo.gl/8GYTUq>.
- [10] *Catálogo EPCOS. Soft Ferrites and Accesories. Data Handbook 2013.*
Disponible en: <http://goo.gl/vhkmc2>.
- [11] *El transistores de potencia. Apuntes de Electrónica Industrial. ULPGC.*
Disponible en: <http://goo.gl/FINllo>

- [12] *Diseño de una fuente de alimentación conmutada para línea de LEDs*. David Manuel Medina López. ULPGC.
- [13] *Diseño y construcción de una fuente de alimentación de 12kV DC*.
Disponible en: <http://goo.gl/RpsAzw>
- [14] *Suematsu S, Suganomata S, and Oshima Y. Nuclear instruments and methods. 52(1967), p. 206-212.*
- [15] *Tipos y características principales de los multiplicadores de tensión*.
Disponible en: <http://www.voltagemultipliers.com/html/multcircuit.html>
- [16] *Guía de diseño para multiplicadores de tensión*.
Disponible en: <http://goo.gl/us5Chf>
- [17] *Ecuaciones de diseño para multiplicadores de tensión Cockcroft-Walton*.
Disponible en: <http://goo.gl/uioxTa>
- [18] *Multiplicadores de tensión y el generador Cockcroft-Walton*
Disponible en: <http://goo.gl/dhRkBj>
- [19] *Extracto de la norma IPC-9592. Evitar la generación de arco eléctrico entre pistas PCB*
Disponible en: <http://www.smpspowersupply.com/ipc2221pcbclearance.html>
- [20] *Explicación de uso de las librerías AdaFruit para Beaglebone Black*.
Disponible en: <https://learn.adafruit.com/setting-up-io-python-library-on-beaglebone-black/using-the-bbio-library>.
- [21] *Amplificadores de potencia de clase A y clase B*.
Disponible en: <https://goo.gl/fcSvP5>

Parte II

Pliego de condiciones

PLIEGO DE CONDICIONES

Condiciones de uso

A continuación se detallan las condiciones y características que se deben cumplir y tener en cuenta para una correcta utilización de la fuente conmutada:

■ Requisitos eléctricos

Parámetro	Valor
Tensión max de entrada	12 V
Tensión max de salida	3000 V
Tensión max salida auxiliar	5 V
Corriente de salida	3.33 mA
Frecuencia de conmutación	50 kHz

Tabla 1: Requisitos eléctricos del sistema

■ Requisitos físicos

Parámetro	Valor
Dimensiones	Sin restricciones
Temperatura de trabajo	-20+50 °C

Tabla 2: Requisitos físicos del sistema

Toda manipulación del sistema se hará bajo la responsabilidad de la persona que esté haciendo uso de la fuente conmutada. Al tratarse de una versión inicial del sistema, no puede garantizarse la correcta operatividad de la fuente fuera de los rangos de trabajo establecidos.

Además, hay que tener en cuenta que si la tensión de entrada superase el valor permitido, no solo provocaría la ruptura de ciertos elementos sino que podrían producirse daños físicos en el operario debidos a la elevada tensión de salida.

Hardware y software empleado

Los recursos empleados para el desarrollo del presente TFG son:

- **Ordenador portátil Intel Core i5:** En este ordenador se ha llevado a cabo el desarrollo del código fuente del software, así como la redacción de la documentación del presente TFG.
- **Ordenador de sobremesa Intel Core i5:** En este equipo se han realizado las simulaciones del circuito para estudiar su comportamiento previo montaje final.
- **Placa BeagleBone Black:** Sistema empleado para la ejecución de las órdenes de cambio de tensión y lectura de tensión.
- **Fuente de alimentación HY3005C:** Se ha utilizado para proveer al sistema de la tensión y corriente de alimentación necesaria.
- **Generador de funciones:** Se ha empleado para sintetizar las señales con las que comprobar el funcionamiento del sistema.
- **Polímetro Fluke:** Utilizado para tomar medidas de tensión en diferentes puntos del circuito.
- **Osciloscopio TDS 2012B:** Utilizado para visualizar y medir formas de onda en distintos puntos del circuito.
- **Cables y conectores:** Utilizados para interconectar la placa BeagleBone Black con la etapa Flyback, la etapa Flyback con la etapa multiplicadora CW y realizar las conexiones con los instrumentos de medida.
- **PSIM:** Software empleado para la simulación de la fuente conmutada.
- **Altium DXP 2004:** Software empleado para el diseño de placas de circuito impreso.
- **WinEdit:** Utilizado para la edición y compilación de textos LATEX en la redacción de la documentación del presente TFG.
- **SO Debian:** SO cargado en la BeagleBone Black.

Parte III

Presupuesto

PRESUPUESTO

Este capítulo contiene el presupuesto que recoge los gastos generados por el presente Trabajo de Fin de Grado. Dicho presupuesto se divide en las siguientes partes:

- Trabajo tarifado por tiempo empleado.
- Amortización del inmovilizado material.
 - Amortización del material hardware.
 - Amortización del material software.
- Costes de fabricación.
- Redacción de la documentación.
- Derechos de visado del COITT.
- Gastos de tramitación y envío.

Una vez analizados cada uno de los criterios establecidos, se aplicarán los impuestos vigentes y se procederá a la obtención del coste total del presente TFG.

Trabajo tarifado por tiempo empleado

Este concepto contabiliza los gastos que corresponden a la mano de obra, según el salario correspondiente a la hora de trabajo de un ingeniero técnico. Se propone utilizar la siguiente formula:

$$H = 14,48 \times H_n + 20,27 \times H_e \text{ €} \quad (1)$$

donde:

- H son los honorarios totales por el tiempo dedicado.

- H_n son las horas normales trabajadas dentro de la jornada laboral.
- H_e son las horas especiales trabajadas.

Se estima que para la realización del presente TFG se ha trabajado durante 6 meses, alrededor de 2,5 horas diarias. Considerando 20 días laborables al mes, el número de horas normales asciende a:

$$H_n = 6 \times 20 \times 2,5 = \mathbf{300 \text{ horas}} \quad (2)$$

Dado que no se ha trabajado fuera del horario laboral, el número de horas especiales es cero, por lo que el coste total de honorarios asciende a:

$$H = 14,48 \times 300 + 20,27 \times 0 = \mathbf{4.344,00 \text{ €}} \quad (3)$$

El trabajo tarifado por tiempo empleado asciende a la cantidad de ***cuatro mil trescientos cuarenta y cuatro euros***.

Amortización del inmovilizado material

En el inmovilizado material se consideran tanto los recursos hardware como software empleados para la realización de este TFG.

Se estipula el coste de amortización para un período de 3 años utilizando un sistema de amortización lineal, en el que se supone que el inmovilizado material se deprecia de forma constante a lo largo de su vida útil. La cuota de amortización anual se calcula haciendo uso de la expresión (4).

$$\text{Cuota anual} = \frac{\text{Valor de adquisición} - \text{Valor residual}}{\text{Número de años de vida útil}} \quad (4)$$

donde el valor residual es el valor teórico que se supone que tendrá el elemento en cuestión después de su vida útil, teniendo en cuenta los índices de depreciación actual. En el caso del hardware y del software son 3 años (al 33 % de depreciación máximo por año).

Amortización del material hardware

Debido a que el trabajo se ha elaborado en un período inferior a 3 años, que es el período en que se calcula la amortización de material hardware, se realizará una amortización equiparable al período de duración del mismo. Según esto, se obtienen los gastos expuestos en la tabla 1.

Se considerará un valor residual nulo, por lo que el coste anual de un elemento será 1/3 del valor de adquisición.

Descripción	Valor de adquisición	Coste anual	Tiempo uso	Subtotal
Ordenador portátil Intel Core i5	900,00 €	300,00 €	6 meses	105,00 €
Ordenador de sobremesa Intel Core i5	500,00 €	166,67 €	6 meses	83,33 €
Placa BeagleBone Black	47,74 €	15,25 €	3 meses	3,81 €
Fuente de alimentación HY3005C	173,30 €	57,77 €	1 meses	4,81 €
Generador de funciones	1.100,00 €	366,67 €	1 meses	30,56 €
Osciloscopio Digital TDS 2012B	1.290,00 €	430,00 €	1 meses	35,83 €
Polímetro Fluke	82,73 €	27,58 €	1 meses	2,30 €
Cables y conectores	100,00 €	33,33 €	1 meses	2,78 €
Total	4.191,77 €	1.257,53 €	-	313,42 €

Tabla 1: Precios y costes de amortización del hardware.

El coste total del material hardware asciende a *trescientos trece euros con cuarenta y dos céntimos*.

Amortización del material software

Para el cálculo de los costes de amortización del material software se considerarán, al igual que con el material hardware, los costes derivados de los meses de uso de cada elemento.

La tabla 2 muestra los elementos software necesarios para la realización del trabajo, así como su valor de adquisición, coste anual, tiempo de uso e importe derivado de su uso.

Descripción	Valor de adquisición	Coste anual	Tiempo uso	Subtotal
PSIM	1.500,00 €	500,00 €	6 meses	105,00 €
Altium DXP 2004	4.000,00 €	1.333,33 €	1 meses	83,33 €
WinEdit	36,89 €	12,30 €	3 meses	3,81 €
SO Debian	0,00 €	0,00 €	1 meses	4,81 €
Total	5.536,89 €	1.845,63 €	-	364,19 €

Tabla 2: Precios y costes de amortización del software.

Por tanto, el coste total del material software asciende a la cantidad de ***trescientos sesenta y cuatro euros con diecinueve céntimos***.

Costes de fabricación

En los costes de fabricación de este proyecto se incluyen la fabricación de la placa de circuito impreso, la adquisición de componentes electrónicos, la soldadura de los componentes y el montaje de la fuente conmutada. En la tabla 4 se muestran los gastos correspondientes a la fabricación de la fuente conmutada.

El coste de fabricación y montaje de la fuente conmutada asciende a ***noventa y siete euros con seis céntimos***.

Otros gastos

A los gastos obtenidos hasta el momento se le deben añadir los relacionados con la encuadernación e impresión, quedando el importe de estos gastos reflejados en la tabla 3.

Descripción	Coste
Coste de impresión	40 €
Encuadernación	3 €
CDs de 700MB	4 €
Total	47,00 €

Tabla 3: Otros gastos.

Por tanto, el coste total de los gastos de encuadernación e impresión, así como de las copias en formato digital ascienden a ***cuarenta y siete euros €***.

Descripción	Concepto	Cantidad	Coste	Importe
Transformador	CARRETE, ETD29, 13PIN	1	1,41 €	1,41 €
	Transformer Clip, ETD29	2	0,66 €	0,66 €
	ETD 29/16/10 - 3C90 NÚCLEO DE FERRITA	2	3,27 €	6,54 €
Transistores	IRLB3036PBF Transistor MOSFET	1	2,74 €	2,74 €
	BC640TA Transistor BJT PNP	1	0,34 €	0,34 €
	BC639G Transistor BJT NPN	1	0,16 €	0,16 €
Diodos	US1J DIODO, ULTRA-FAST, 1A, 600V	20	0,11 €	2,26 €
	1N4007 DIODO, POWER RECTIFIER, 1000V, DO-41	2	0,15 €	0,29 €
Condensador	Condensador Cerámica, 0,33 uF, $\pm 10\%$, 50 V	1	0,20 €	0,20 €
	Condensador Cerámica, 1000 pF, $\pm 5\%$, 50 V	1	0,28 €	0,28 €
	Condensador Electrolítico, 1uF, $\pm 20\%$, 450 V	25	0,03 €	0,03 €
Resistencias	Resist. SMD 100 kOhm, 600 mW, $\pm 1\%$, 4 kV	5	0,29 €	1,46 €
	Resist. SMD 100 MOhm, 600 mW, $\pm 1\%$, 4 kV	5	0,38 €	1,19 €
	Resistencia 10 ohm, 600 mW, $\pm 1\%$, 350 V	5	0,04 €	0,19 €
	Resistencia 5 kOhm, 250 mW, $\pm 0,1\%$, 350 V	5	0,24 €	1,20 €
	Resistencia 3,9 kohm, 250 mW, $\pm 1\%$, 200 V	5	0,04 €	0,20 €
	Resistencia 24 kohm, 330 mW, $\pm 5\%$, 250 V	5	0,04 €	0,22 €
Disipadores	Resistencia 300 kohm, 500 mW, $\pm 1\%$, 350 V	5	0,12 €	0,58 €
	HEAT SINK, TO-220, 25.9C/W	1	0,34 €	0,34 €
Conectores	Bloque Terminal, 2, 300 V, 16 A, 22 AWG	2	0,24 €	0,47 €
PCB	RE525-HP PCB, EUROCARD, FR2, 100x160	1	4,23 €	4,23 €
	Fabricación de la placa de circuito impreso	1	20,00 €	20,00 €
Otros	Soldadura y montaje	1	50,00 €	50,00 €
Total				97,06 €

Tabla 4: Costes de fabricación y montaje de la fuente conmutada.

Redacción del trabajo

Se utiliza la expresión (5) para determinar el coste asociado a la redacción de la memoria del trabajo.

$$R = 0,05 \times P \quad (5)$$

donde:

- R son los honorarios por la redacción del trabajo.
- P es el presupuesto.

El valor del presupuesto P se calcula sumando los costes de las secciones anteriores correspondientes al trabajo tarifado por tiempo empleado, amortización del inmovilizado material, costes de fabricación y otros gastos. Esta suma de los costes se muestra en la tabla 5.

Concepto	Coste
Trabajo tarifado por tiempo empleado	4.344,00 €
Amortización del material hardware	313,42 €
Amortización del material software	364,19 €
Costes de fabricación	97,06 €
Otros gastos	47,00 €
Total (P)	5.165,66 €

Tabla 5: Presupuesto incluyendo trabajo tarifado, amort. del inmovilizado material, cost. de fabricación y otros gastos.

Por tanto, se obtiene:

$$R = 0,05 \times 5,165,66 = \mathbf{258,28 \text{ €}} \quad (6)$$

El coste de la redacción del trabajo asciende a *doscientos cincuenta y ocho euros con veintiocho euros*.

Derechos de visado del COITT

El COITT establece que para la redacción de trabajos en Integración de Sistemas, Equipos y Aplicaciones Electrónicas y Redes y Aplicaciones Telemétricas, los derechos de visado para 2015 se calculan en base a la expresión 7.

$$V = 0,0035 \times P \times C \quad (7)$$

donde:

- V es el coste de visado del trabajo.
- P es el presupuesto.
- C es el coeficiente reductor en función del presupuesto.

El valor del presupuesto P se halla sumando los costes de las secciones anteriores cuyo valor se ha obtenido en la tabla 5, sumando además el importe de redacción del documento. Esta suma se muestra en la Tabla 6.

Concepto	Coste
Trabajo tarifado por tiempo empleado	6.950,40 €
Amortización del material hardware	313,42 €
Amortización del material software	364,19 €
Costes de fabricación	97,06 €
Otros gastos	47,00 €
Redacción del trabajo	258,28 €
Total (P)	5.423,95 €

Tabla 6: Presupuesto base.

En este caso, el coeficiente reductor C es el asignado para un presupuesto de hasta **30.050 €** y cuyo valor es de 1. Así, aplicando la expresión (7) con los datos de la tabla 6 y el coeficiente especificado se obtiene:

$$V = 0,0035 \times XXX \times 1 = \mathbf{18,98 \text{ €}} \quad (8)$$

Los costes por derechos de visado del presupuesto ascienden a **dieciocho euros con noventa y ocho céntimos**.

Gastos de tramitación y envío

Los gastos de tramitación y envío están estipulados en **seis euros (6,00 €)** por cada documento visado de forma telemática.

Aplicación de impuestos y coste total

La realización del presente TFG esta gravada por el Impuesto General Indirecto Canario, I.G.I.C., en un siete por ciento (7 %). En la tabla 7 se muestra el presupuesto final con los impuestos aplicados.

Concepto	Coste
Presupuesto Base	5.423,95 €
Derechos de visado del COITT	22,76 €
Gastos de tramitación y envío	6,00 €
Total (Sin IGIC)	5.448,93 €
IGIC (7 %)	381,43 €
Total	5830,36 €

Tabla 7: Presupuesto total del Trabajo Fin de Grado.

El presupuesto total del trabajo “*Fuente de Alta Tensión para tubos detectores del tipo BP-28*” asciende a ***cinco mil ochocientos treinta euros con treinta y seis céntimos***.

Fdo: D. Noé González Rodríguez
En Las Palmas de Gran Canaria a 14 de Diciembre de 2015

Parte IV

Anexos

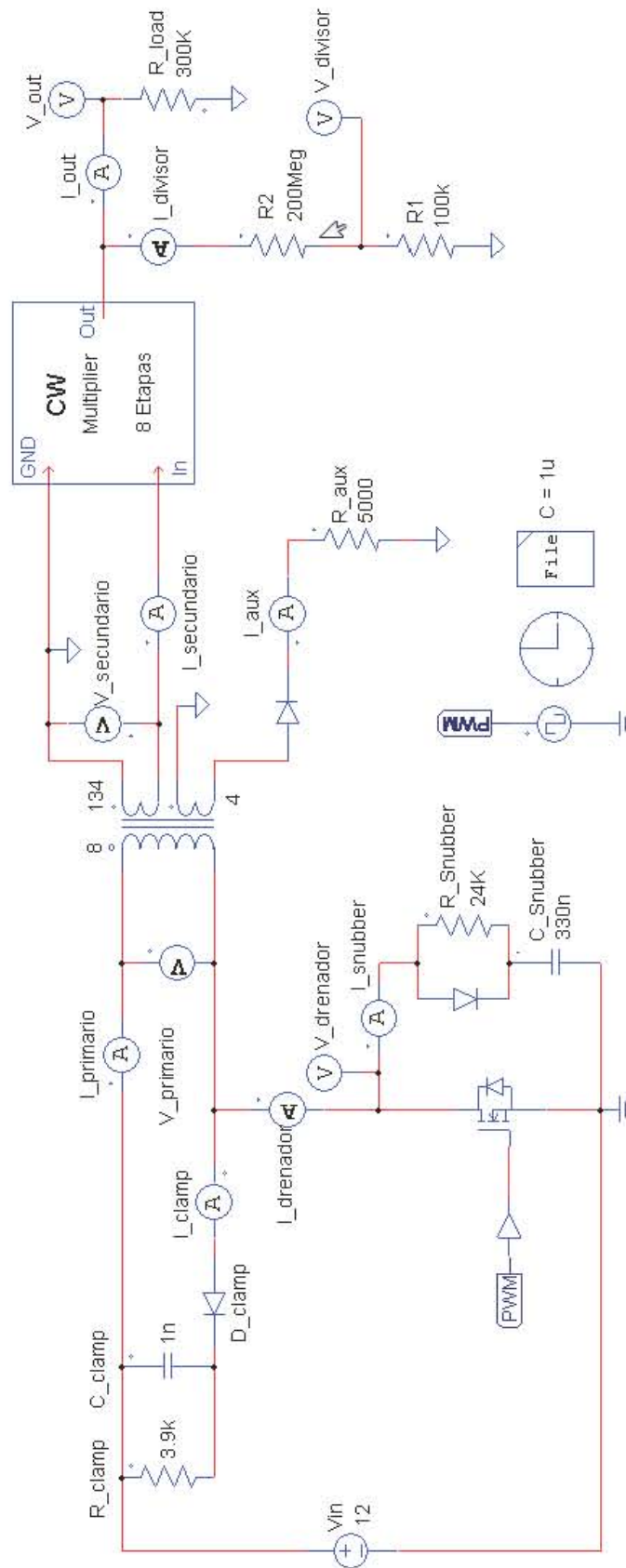


Figura 1: Esquema del circuito empleado en la simulación

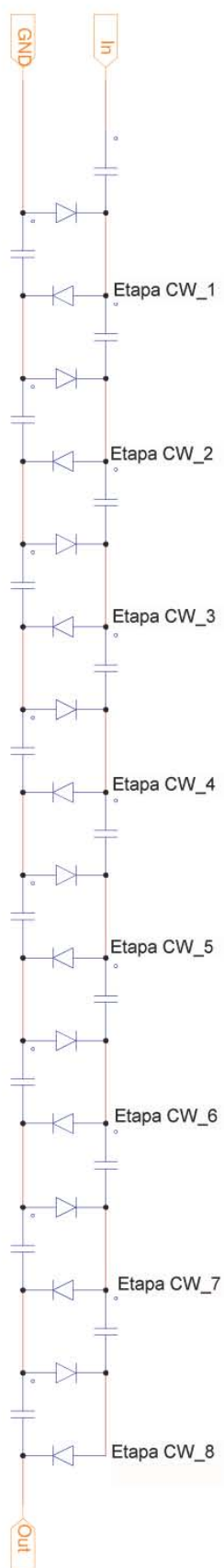


Figura 2: Interior del subcircuito “CW Multiplier 8 etapas”

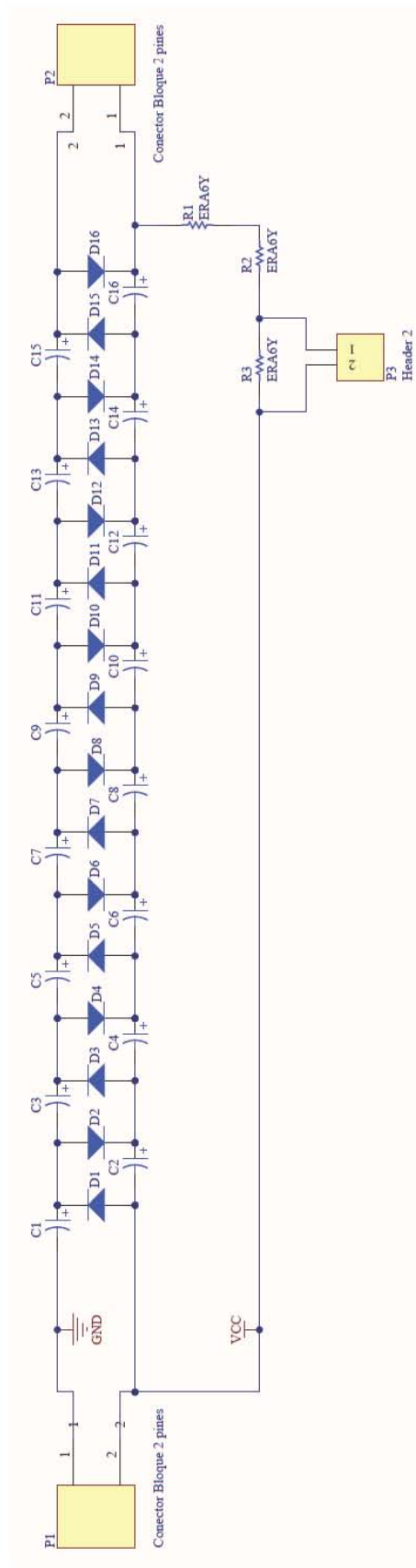


Figura 3: Esquemático de la etapa multiplicadora empleado en Altium

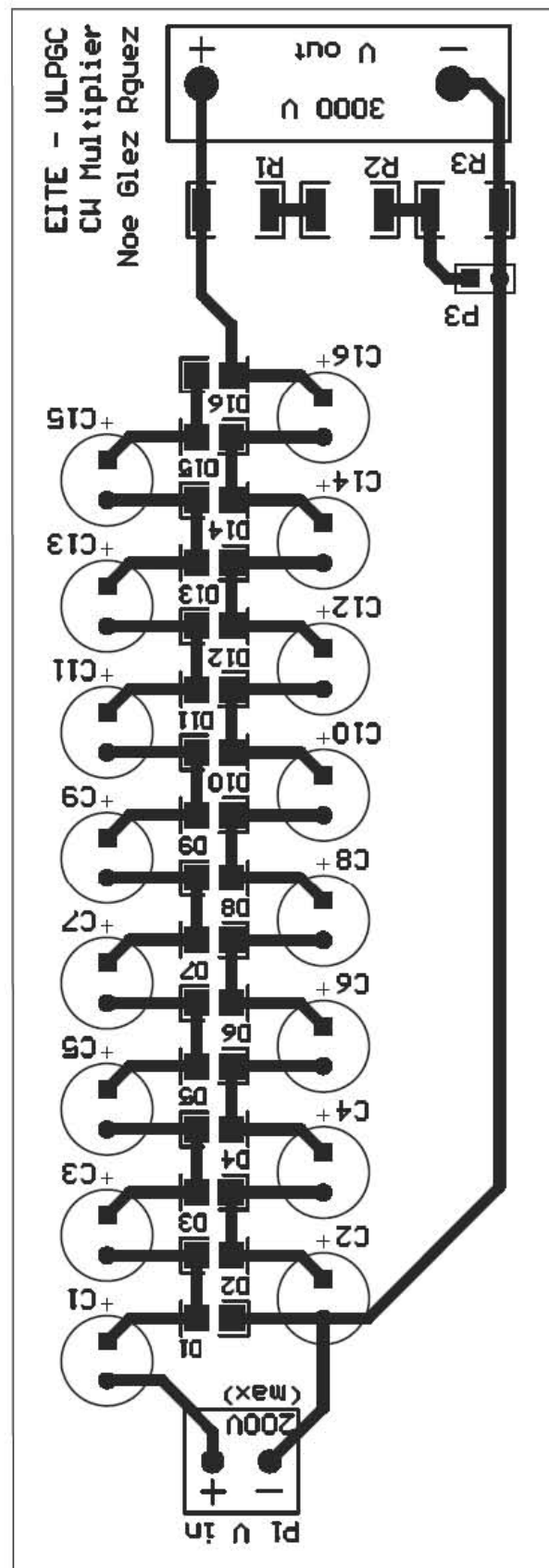


Figura 4: Layout del circuito multiplicador en PCB. B/N

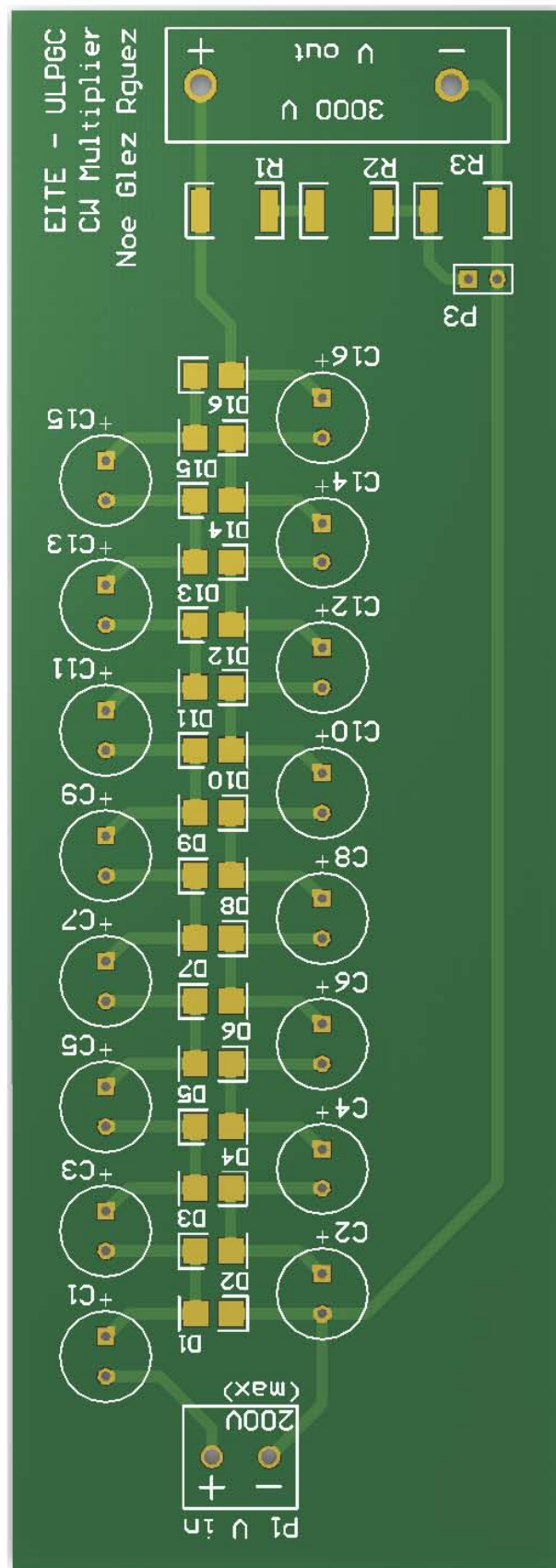


Figura 5: Layout del circuito multiplicador en PCB. Vista virtual.