

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Grado

**CONVERTIDOR TIPO FLYBACK CFP PARA
ILUMINACIÓN LED**

**(CFP FLYBACK CONVERTER FOR LED
LIGHTING)**

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA**

Autor: Alberto J. Estrada Garcia

Julio - 2018

ÍNDICE

DOCUMENTO N°1: MEMORIA

DOCUMENTO N°2: ANEXOS - PROGRAMACIÓN PIC

DOCUMENTO N°3: PLANOS

DOCUMENTO N°4: PRESUPUESTO

DOCUMENTO N°5: PLIEGO DE CONDICIONES

DOCUMENTO N°6: BIBLIOGRAFÍA

Documento N°1:

MEMORIA

ÍNDICE DE LA MEMORIA:

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	7
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	11
ABSTRACT	12
RESUMEN	13
1. INTRODUCCIÓN	15
1.2. CFP	16
1.3. MODOS DE CONDUCCIÓN	18
2. CONVERTIDORES DC-DC	20
2.1 CONVERTIDORES CONMUTADOS BÁSICOS	22
2.1.1 Buck Converter	22
2.1.2 BOOST CONVERTER	24
2.1.3 BUCK-BOOST CONVERTER	26
2.2 CONVERTIDORES CD-CD CON AISLAMIENTO	28
2.2.1 FORWARD CONVERTER	28
3. CONVERTIDOR FLYBACK	33
3.1. ECUACIONES MCC	37
3.2. ECUACIONES MCD	41
4. DISEÑO CONVERTIDOR FLYBACK CFP	46
4.1 ESPECIFICACIONES DE LA APLICACIÓN	46
4.2 DISEÑO DE SNUBBER	48
5. SIMULACIÓN PSPICE	52
5.1 SIMULACIÓN CON SNUBBER	57
5.2 SIMULACIÓN CORRIENTE CONTINUA	62
6. ELECCION DE COMPONENTES	66
6.1 CARACTERIZACIÓN DEL DIODO	66
6.2 TRANSFORMADOR	70
6.3. MOSFET	76
6.4. DIODO	76
6.5. CONDENSADORES	77
6.6. PIC	77

6.7. DRIVER	77
6.8. PLACA DE CIRCUITO	78
6.9. BORNEROS	78
6.10. CRISTAL	78
7. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL	79
7.1. PIC18F2220	79
7.1.1. PROGRAMACIÓN	81
7.1.2. SIMULACIÓN	83
7.1.3. CARGA DE ARCHIVOS	85
7.1.4. VERIFICACIÓN	86
7.2. DRIVER HV9910B	87
7.3. ENCAPSULADOS	89
8. MONTAJE	91
8.1. MONTAJE DEL CIRCUITO DE CONTROL	91
8.2. MONTAJE FLYBACK	93
9. RESULTADOS EXPERIMENTALES	95
9.1 CONTINUIDAD	95
9.2 PRUEBA DEL CIRCUITO DE CONTROL	95
9.3 PRUEBA DE CORRIENTE CONTINUA	97
9.4 PRUEBA 220V CA	102
9.5 PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO	107

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURA 1 . TRIÁNGULO DE POTENCIAS.....	16
FIGURA 2. FORMA CORRIENTE RECTIFICADA.....	16
FIGURA 3. CORRIENTES MCC.....	18
FIGURA 4. CORRIENTES MCD	19
FIGURA 5. REGULADOR LINEAL	20
FIGURA 6. IDEA BÁSICA DE REGULADOR CONMUTADO	21
FIGURA 7 TOPOLOGÍA BÁSICA DE UN BUCK CONVERTER	22
FIGURA 8. ESTADOS ON-OFF DEL CONVERTIDOR REDUCTOR	23
FIGURA 9. TOPOLOGÍA CONVERTIDOR ELEVADOR	24
FIGURA 10. ESTADOS DEL BOOST CONVERTER	25
FIGURA 11. CONVERTIDOR TIPO BUCK-BOOST	26
FIGURA 12. ESTADOS BUCK-BOOST	27
FIGURA 13. CONVERTIDOR FORWARD	28
FIGURA 14. ESTADO ON CONVERTIDOR FORWARD.	29
FIGURA 15. ESTADO OFF CONVERTIDOR FORWARD.	30
FIGURA 16. TOPOLOGÍA FLYBACK.....	33
FIGURA 17. INTERVALO DT	34
FIGURA 18. FLYBACK INTERVALO OFF.....	35
FIGURA 19. FLYBACK MCC	36
FIGURA 20. FLYBACK MCD.....	37
FIGURA 21. IL FLYBACK.....	38
FIGURA 22. TENSIÓN DE SALIDA	40
FIGURA 23. ESTADO 1 FLYBACK MCD	41
FIGURA 24. ESTADO 2 FLYBACK MCD	42
FIGURA 25. ESTADO 3 FLYBACK MCD	42
FIGURA 26. CORRIENTE I_L FLYBACK	43
FIGURA 27. V_L FLYBACK MCD	43
FIGURA 28. SNUBBER DEL PRIMARIO	49
FIGURA 29. OSCILACIÓN EN LA VD.....	49
FIGURA 30. SNUBBER DEL SECUNDARIO	50
FIGURA 31. ESQUEMA DEL CIRCUITO.	53

FIGURA 32. V_{OUT}	53
FIGURA 33. I_{LM} E I_D	54
FIGURA 34. $I_{OUT RED}$	54
FIGURA 35. CORRIENTES DEL CIRCUITO	55
FIGURA 36. CORRIENTES CONDENSADOR Y CORRIENTE MEDIA.....	55
FIGURA 37 . TENSIÓN MEDIA POR EL CONDENSADOR.....	56
FIGURA 38. SEÑAL PWM.....	56
FIGURA 39 V_{DS}	57
FIGURA 40. ESQUEMA DEL CIRCUITO CON SNUBBERS.....	57
FIGURA 41. CFP.....	58
FIGURA 42. V_{OUT}	58
FIGURA 43. $V_{OUT MEAN}$	59
FIGURA 44. TENSIÓN EN EL DIODO.....	59
FIGURA 45. TENSIÓN V_{DS}	59
FIGURA 46. TENSIÓN EN LA BOBINA DEL PRIMARIO.	60
FIGURA 47. I_L - I_D	60
FIGURA 48. I_L - I_D - D	61
FIGURA 49. I_{OUT}	61
FIGURA 50. $I_{OUT MEAN}$	61
FIGURA 51. V_{OUT}	62
FIGURA 52 V_{OUT} PERMANENTE.....	62
FIGURA 53. V_D	63
FIGURA 54. V_{DS}	63
FIGURA 55. V_L	64
FIGURA 56. I_L - I_D	64
FIGURA 57. CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS DEL LED	66
FIGURA 58. RENDIMIENTO LED EN FUNCIÓN DE T	67
FIGURA 59. PRUEBA LED.....	68
FIGURA 60. RESULTADOS DE LA PRUEBA	68
FIGURA 61. CURVA V-I.....	69
FIGURA 62. PARÁMETROS DE ENTRADA TRAF0	70
FIGURA 63. CORRIENTE POR EL PRIMARIO.....	71
FIGURA 64. CORRIENTE POR EL SECUNDARIO	71
FIGURA 65. ESTRUCTURA TRAF0	72
FIGURA 66. PERDIDAS TRAF0.....	73

FIGURA 67. PROCESO CONSTRUCTIVO DEL TRAF0	74
FIGURA 68. PRUEBAS DEL TRANSFORMADOR	74
FIGURAS 69 Y 70. MEDIDAS DEL PRIMARIO Y DEL SECUNDARIO.	75
FIGURA 71. ASPECTO FINAL DEL TRANSFORMADOR.....	75
FIGURA 74. PIC18F2220.....	79
FIGURA 75. CONFIGURACIÓN PWM/ADC.....	81
FIGURA 76. FUNCIÓN READADC	82
FIGURA 77. FUNCIÓN SETPWM	82
FIGURA 78. FUNCIÓN PRINCIPAL.	83
FIGURA 79. ESTÍMULOS.....	84
FIGURA 80. HERRAMIENTA ICD3.	85
FIGURA 81. VISTA DEL MENÚ MPLAB IPE	86
FIGURA 82. VERIFICACIÓN PIC.....	87
FIGURA 83. HV9910B	88
FIGURA 84. DIAGRAMA DE FUNCIONAMIENTO INTERNO HV9910B.....	89
FIGURA 85. DRIVER Y SU SOPORTE.	90
FIGURA 86. EUROPLACA VELLEMAN.....	91
FIGURA 87. CONEXIÓN CRISTAL.	92
FIGURA 88. IMPLEMENTACIÓN DEL RESET	92
FIGURA 89. ASPECTO DEL CIRCUITO	93
FIGURA 90. FLYBACK FINAL.....	94
FIGURA 91. TENSIÓN QUE RECIBE EL RESET.....	95
FIGURA 91. TENSIÓN AL PULSAR RESET.....	96
FIGURA 92. SALIDA RC2 DEL PIC D=0,40.....	96
FIGURA 93. VG DESDE EL DRIVER.....	97
FIGURA 94. TENSIÓN DE SALIDA VOUT.....	98
FIGURA 95. TENSIÓN EN LA BOBINA DEL PRIMARIO V_L.....	98
FIGURA 96. TENSIÓN DRENADOR-FUENTE VDS.....	99
FIGURA 97. TENSIÓN EN EL DIODO DE CONMUTACIÓN VD	99
FIGURA 98. CORRIENTE A TRAVÉS DE LA BOBINA DEL PRIMARIO (IL).....	100
FIGURA 99. CORRIENTE A TRAVÉS DEL DIODO (ID).....	100
FIGURA 100. TREN DE PULSOS ID E IL.....	101
FIGURA 101. TABLA COMPARATIVA DE RESULTADOS.....;ERROR! MARCADOR NO DEFINIDO.	
FIGURA 102. FDP A $V_{IN}=50V$	102
FIGURA 103. FDP 100V.....	103

FIGURA 104. V_{IN} E I_{IN} (220V)	103
FIGURA 105. FDP 220V	104
FIGURA 106. V_D	104
FIGURA 107. I_L-I_D	105
FIGURA 108. V_{OUT}	105
FIGURA 109. V_{OUT} PERIODO DE RED	106
FIGURA 110. POTENCIA ENTREGADA A LA CARGA	106
FIGURA 111. TABLA COMPARATIVA A $V_{IN}=220V$	107
FIGURA 112. LED APAGADO $D=0,1$	108
FIGURA 113. LED ENCENDIDO $D=0,15$	109
FIGURA 114. LED EN FUNCIONAMIENTO $D=0,25$	110
FIGURA 115. LED A PLENO RENDIMIENTO $D=0,4$	111

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

TABLA 1. ESPECIFICACIONES DE LA APLICACIÓN	46
TABLA 2. VALORES DEL CIRCUITO	51
TABLA 3. VALORES DEL MOSFET	76
TABLA 4. VALORES DEL DIODO	77
TABLA 5. COMPARATIVA DE FIGURAS 1.....	101
TABLA 6. COMPARATIVA DE FIGURAS 2.....	107

ABSTRACT

This Project will review the most used power converter topologies, and their different conduction modes. The main goal will be to develop an LED lighting application based on the theoretical calculations of a flyback converter working in the boundary conduction mode as a Power Factor Corrector. After the design stage, the circuit will be simulated, and a C code for a PIC18F2220 will be developed to make the application vary the brightness of the LED by turning a potentiometer.

RESUMEN

En este proyecto se analizan las diferentes topologías de convertidores electrónicos de potencia conmutados, y se describe detalladamente el funcionamiento de los convertidores flyback, tanto en modo de conducción continua como discontinua. Se realizan los cálculos teóricos para desarrollar una aplicación LED con un convertidor flyback que trabaja en la frontera entre el modo de conducción continua y discontinua, comportándose como corrector del factor de potencia. Se simula el circuito mediante el software PSPICE, y se diseña y construye el transformador del convertidor, y el montaje del resto de elementos del circuito. Además, se realiza la programación de un microcontrolador conectado a un potenciómetro que mediante la variación del ciclo de trabajo permite variar la intensidad luminosa del LED .

1. INTRODUCCIÓN

Hoy en día, los diodos emisores de luz, LED por sus siglas en inglés (Light Emitting Diodo), están sustituyendo a la mayoría de fuentes tradicionales de luz en muchas aplicaciones. Esto se debe a su elevada eficiencia, que permite un importante ahorro de energía, a su robustez, a su prolongada vida útil y a que producen una luz nítida y brillante.

La alimentación de los LED requiere un nivel de tensión de continua, que se obtiene directamente desde fuentes de energía, o realizando alguna conversión previa para después ajustar el nivel de tensión. Existen diferentes estrategias para llevar a cabo esa conversión y ajuste de los parámetros en los que es posible el funcionamiento del LED. La forma más empleada en la actualidad son los convertidores conmutados CC/CC, entre los que se encuentran las topologías básicas, que permiten elevar la tensión (Boost), reducirla (Buck), o ambas (Buck-Boost). La complejidad y seguridad de estos circuitos aumenta añadiéndoles aislamiento galvánico (Flyback, Forward).

La elección de convertidores CC/CC trae consigo la posibilidad de añadirles la inteligencia de un microcontrolador para poder desarrollar aplicaciones en las que se controle la luminosidad del LED, el tiempo que este esté encendido etc. Esto es posible mediante la implementación de señales PWM de baja frecuencia que encenderán y apagarán el LED haciendo que este conduzca el máximo nivel de corriente eléctrica en el intervalo en el que está encendido.

A continuación se describen algunos conceptos necesarios antes de estudiar las topologías más comunes y de desarrollar la aplicación que se propone en este trabajo, que se basa en la realización de un convertidor tipo Flyback, que permite iluminar una lámpara LED desde la red de suministro eléctrico, dotándolo con la posibilidad de modificar su flujo luminoso

1.2. CFP

El factor de potencia (FDP) es la relación entre Potencia activa (P) y potencia aparente (S). Su valor estará entre 0 y 1 para cargas puramente resistivas y cercano a 0 para cargas capacitivas e inductivas ideales.

$$f dp = \frac{P}{|S|} = \cos(\phi)$$

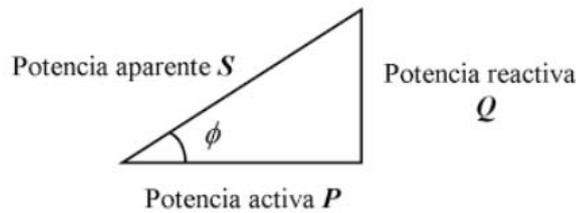


Figura 1 . Triángulo de Potencias

Cuando la corriente alterna es puramente sinusoidal, FDP y $\cos(\phi)$ coinciden. Si no fuese sinusoidal, aparecerá distorsión.

En los circuitos que se describen en este, TFG, las fuentes de tensión a la entrada serán de corriente alterna y monofásica, mientras que la carga recibirá valores de corriente continua, pues se enfoca a la alimentación de dispositivos LED. La forma más extendida de realizar esta conversión AC/DC es utilizar un rectificador con diodos y condensador a la salida, que actúa como filtro, y mantiene la tensión constante. Pese a las bondades que ofrece este método (robustez, economía...) tiene el inconveniente de que no funciona como CFP, tal como se observa en Fig. 2

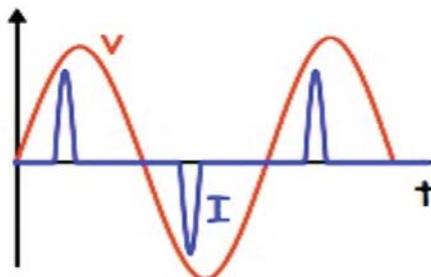


Figura 2. Forma corriente rectificadas [2]

La forma de onda de la corriente de red rectificadora no es senoidal, debido a que los diodos solo intervienen durante cortos periodos de tiempo. Los equipos electrónicos conectados a la red que presenten esa forma de onda en la corriente, están deteriorando la calidad de la red de suministro eléctrico, cuyos efectos son cuantificados mediante el FDP y el DAT (distorsión armónica total). Realizando esta conversión AC/DC se incumple la normativa sobre armónicos en la red de distribución de baja tensión. Si se quisiera comercializar una fuente de alimentación para determinadas cargas, por ejemplo LED, se debería modificar el circuito para cumplir con la norma de armónicos para equipos de iluminación : IEC 61000-3-2 clase C .

La solución más idónea pasa por almacenar la energía eléctrica en periodos muy pequeños, solo del orden de conmutación.

El objetivo final será crear un Bus de continua, para ello se requiere de un condensador a la salida, y así obtener que V_{out} , sea más o menos constante. Se busca que la potencia de entrada sea similar a la de salida, y así obtener un rendimiento elevado. Se pueden emplear diferentes topologías de convertidores, que también dependerán de los modos de conducción para trabajar como correctores del factor de potencia.

1.3.MODOS DE CONDUCCIÓN

Antes de analizar las tres topologías básicas de convertidores CC-CC sin aislamiento galvánico, es conveniente estudiar brevemente como funcionan. El modo de conducción dependerá de la corriente que circule a través de la bobina, distinguiéndose tres modos:

- MCC o Modo de Conducción Continua: La corriente de la bobina oscila linealmente entre un valor máximo y uno mínimo, sin caer nunca a 0. En la siguiente figura se observa la forma de corriente de la bobina (i_L), que está formada por la corriente del transistor y la del diodo sumadas en cualquiera de las tres topologías.

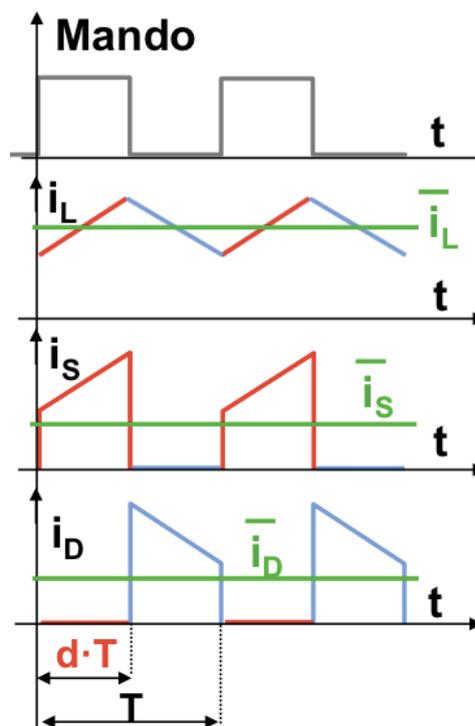


Figura 3. Corrientes MCC [3]

- MCD Modo de Conducción Discontinua: i_L seguirá teniendo un valor máximo, pero ahora en el tiempo de descarga llega a 0 y permanece así durante un tiempo, cuya duración depende de los parámetros del circuito. Su forma de onda será la siguiente:

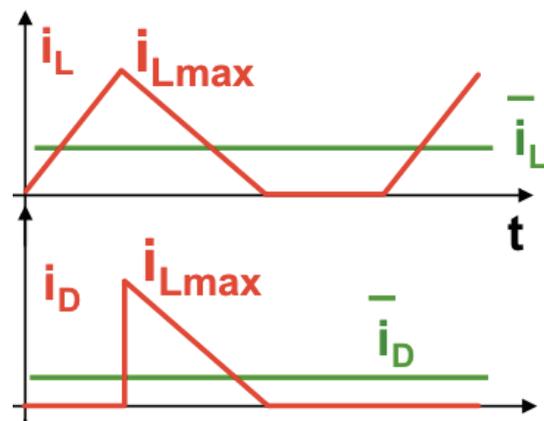


Figura 4. Corrientes MCD [3]

- BMC o Modo Frontera. Se encuentra en el límite entre los dos modos anteriores. Su forma de onda es igual a la del MCC, solo que su $i_{L_{MIN}}$ es cero. No tiene tiempos muertos.

2. Convertidores DC-DC

Los convertidores o reguladores DC-DC son circuitos que permiten, a partir de una fuente de tensión de continua, controlar el nivel de tensión que se aplica a una carga conectada su salida. Existen muchas topologías de Reguladores DC-DC, que se diferenciarán entre Reguladores lineales y Reguladores conmutados.

Los Reguladores lineales son circuitos que se emplean en aplicaciones con consumos bajos o relativamente moderados y que se basan en un elemento activo como un transistor (en zona lineal), o uno pasivo como un diodo Zener operando en zona de ruptura. Son fáciles de diseñar e implementar, además de ser robustos y fiables. Este tipo de reguladores permiten fijar la tensión a la salida , actuando como una resistencia variable ajustada continuamente a una red divisor de tensión. El problema de estos reguladores es trabajan con potencias más elevadas. El funcionamiento del regulador se basa (normalmente) en un transistor que trabaje en zona lineal, y por tanto debe soportar toda la corriente que demande la carga, lo que supone un esfuerzo térmico y eléctrico muy importante. Su rendimiento no es muy elevado y depende de la tensión de entrada que sólo podrá ser reducida.

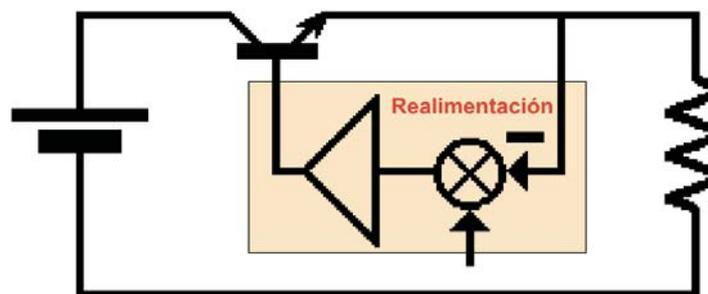


Figura 5. Regulador Lineal [2]

Los convertidores conmutados son mucho más utilizados, en primer lugar porque permiten trabajar con un rango de potencias mucho más amplio, y en segundo lugar porque su eficiencia es bastante elevada en comparación con los reguladores lineales. También existen contras en este tipo de convertidores como la complejidad de su diseño y de su regulación así como el rizado en tensiones de salida. Todos los Convertidores conmutados tienen una serie de elementos conmutados que son: Un diodo, un condensador, un elemento de conmutación (transistor), y una bobina. En función de la colocación de estos

elementos se obtendrán diferentes estructuras siendo las más típicas la reductora (Buck), la elevadora (Boost) y la reductora elevadora (Buck-Boost). Si a estas estructuras se les añade aislamiento galvánico (Transformador) se obtienen nuevas topologías como el convertidor directo (Forward) o el de retroceso (Flyback).

La variable a controlar para regular la tensión de salida es la conmutación del interruptor, de ahí la denominación de estos convertidores.

En el diseño se define una frecuencia de conmutación, que no se podrá modificar, por tanto se jugará con el ciclo de trabajo de este, normalmente utilizando una estrategia PWM.

En las siguientes secciones se detalla la forma y funcionamiento de estos convertidores conmutados DC-DC.

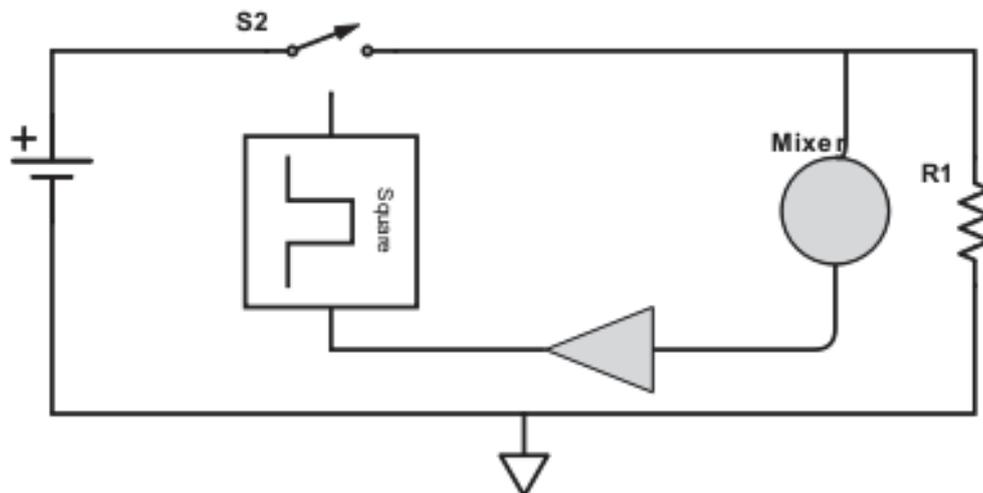


Figura 6. Idea básica de Regulador conmutado

2.1 Convertidores Conmutados Básicos

2.1.1 Buck Converter

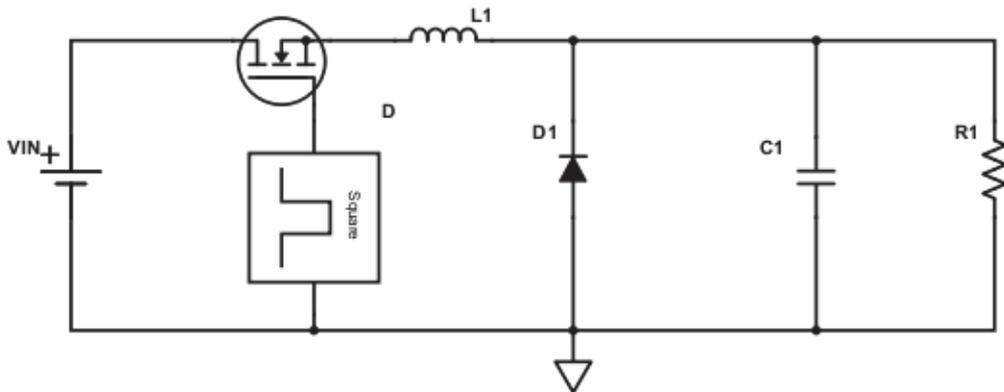


Figura 7. Topología Básica de un Buck converter

El convertidor reductor, o buck converter, es un convertidor de potencia CC/CC sin aislamiento galvánico cuya característica definitoria es que la tensión de salida es menor que a la entrada. Su diseño, mostrado en la figura 7, está compuesto por una fuente conmutada de dos dispositivos (Transistor y Diodo), una Bobina y un condensador.

En cuanto al funcionamiento, los 2 semiconductores (Bloque de conmutación) controlan el funcionamiento del convertidor, actuando a modo de “interruptor” con una frecuencia de oscilación y un ciclo de trabajo que determinarán el porcentaje de la tensión de entrada que se transmite a la salida.

En la topología reductora la tensión a la salida (V_{OUT}) debe ser mayor que el ciclo de trabajo D multiplicado por la tensión a la entrada (V_{IN}).

$$V_{OUT} \geq D * V_{IN} \quad (2.1)$$

El Convertidor reductor funciona en dos intervalos diferentes que dependen del ciclo de trabajo D . En el primer intervalo (intervalo ON) el transistor está cerrado (corto) y el diodo no conduce (circuito abierto). Mientras tanto la bobina se va cargando hasta alcanzar su

valor máximo I_{Lmax} . Este intervalo de tiempo dura D veces el periodo de conmutación $D \cdot T$. En el 2º intervalo, se abre el transistor (circuito abierto) y comienza a conducir el diodo, además la bobina se va descargando. Este periodo durará $(1-D) \cdot T$ (el resto del tiempo dentro del periodo de conmutación. Este es el intervalo OFF. En ambos casos el Condensador filtra la energía que se manda a la carga.

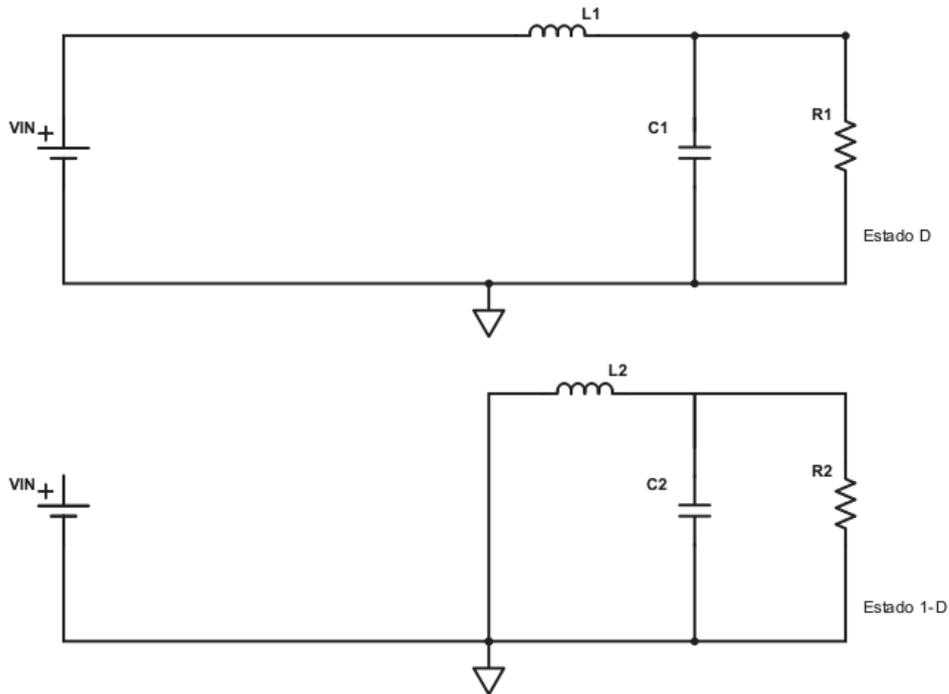


Figura 8. Estados ON-OFF del convertidor reductor

2.1.2 BOOST CONVERTER

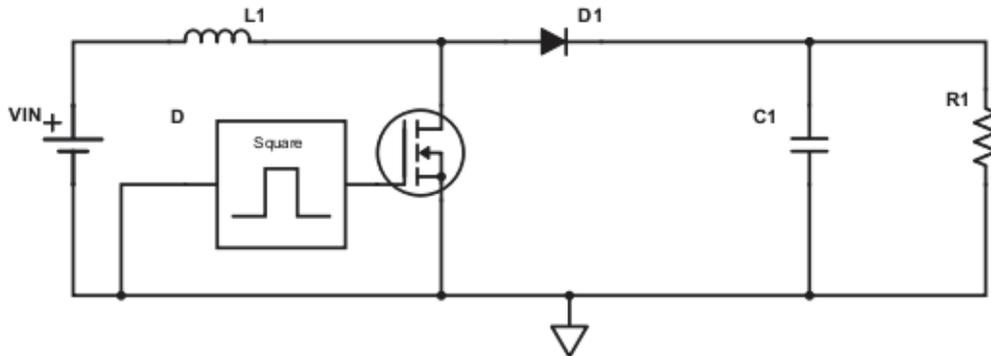


Figura 9. Topología Convertidor Elevador

El convertidor elevador, o Boost converter, es un convertidor de potencia CC/CC sin aislamiento galvánico cuya característica definitoria es que la tensión a la salida es mayor que a la entrada. Su estructura, como se aprecia en la figura 9, es parecida a la del convertidor reductor, está compuesto por una fuente conmutada de dos dispositivos (Transistor y Diodo), una Bobina (elemento de carga) y un condensador. Se podría decir que es un convertidor reductor visto desde la salida hacia la alimentación.

En cuanto al funcionamiento, los 2 semiconductores (Bloque de conmutación) controlan el convertidor funcionando a modo de “interruptor”, con una frecuencia de oscilación y un ciclo de trabajo que determina la cantidad de energía que se transmite a la salida desde la entrada.

La relación entre la tensión de salida, la de entrada y el ciclo de trabajo en el convertidor reductor es:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{(1 - D)} \quad (2.2)$$

Este convertidor también tiene 2 intervalos de funcionamiento, durante el intervalo ON el diodo no conduce y el interruptor estará cerrado, haciendo que se cargue la bobina. Para el intervalo OFF (1-D) se abre el transistor y comienza a conducir el diodo, aislando V_{IN} y descargándose la bobina. Como se muestra en la siguiente imagen, cada uno de los

elementos de conmutación del circuito funciona como un interruptor para su respectivo estado de conducción.

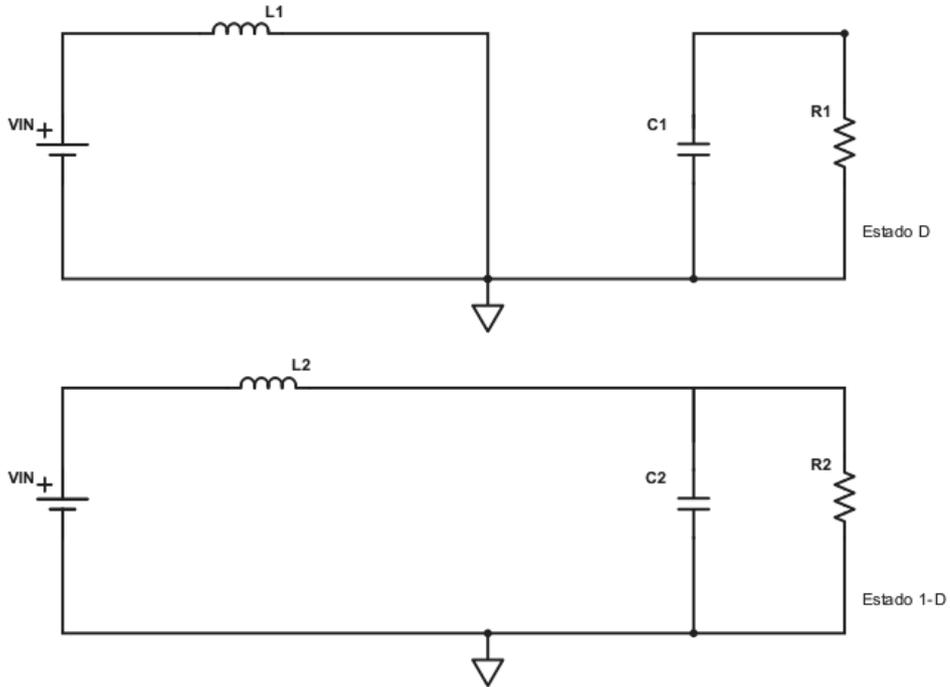


Figura 10. Estados del Boost converter

2.1.3 BUCK-BOOST CONVERTER

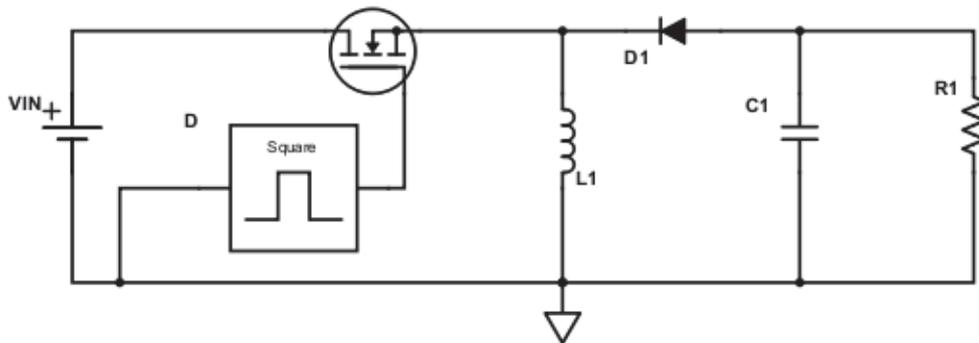


Figura 11. Convertidor tipo Buck-Boost

Como se puede intuir por su nombre, este convertidor es una mezcla entre el convertidor reductor y el elevador, que permite tanto elevar como reducir la tensión de entrada a la salida. El convertidor sigue contando con un bloque de conmutación formado por un transistor y un diodo con el que se controla la corriente a través de la bobina.

Al igual que en las 2 topologías anteriores, cada elemento de conmutación funciona como un interruptor, como se observa en la siguiente imagen:

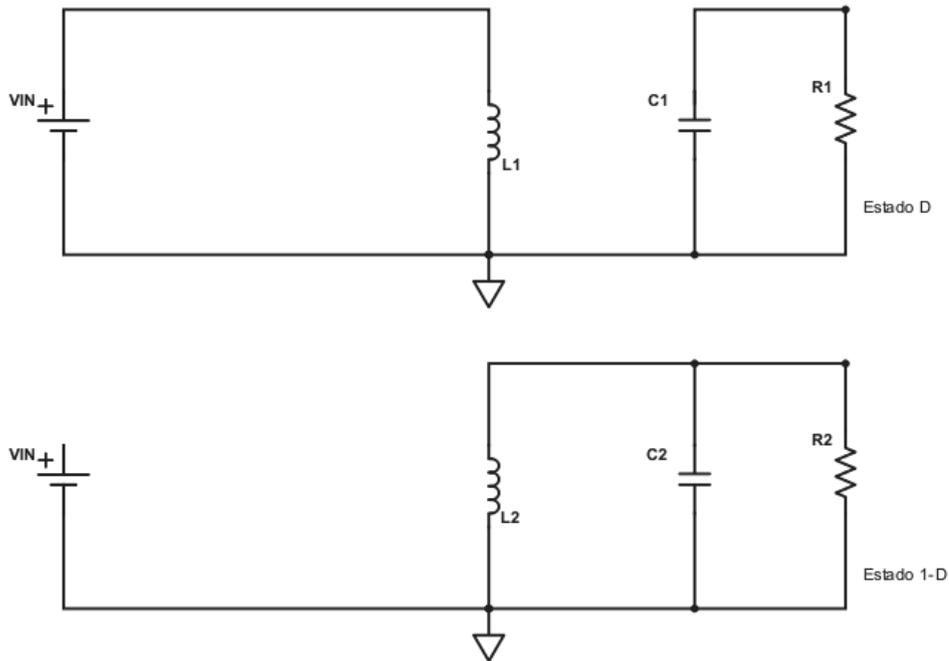


Figura 12. Estados Buck-Boost

Durante el primer intervalo ON (D), el transistor está conduciendo y el diodo no, lo que provoca un circuito abierto en el secundario, y se carga la bobina. En un segundo intervalo OFF (1-D), el transistor se abre y el diodo comienza a conducir la corriente que va descargando la bobina. La relación entre las tensiones de entrada, salida y el ciclo de trabajo es la siguiente:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} * D}{(1 - D)} \quad (2.3)$$

2.2 CONVERTIDORES CD-CD CON AISLAMIENTO

Este tipo de convertidores son “evoluciones” de los anteriores, a los que se les añade un transformador para aislar galvánicamente las dos partes del circuito. Dos de las topologías más utilizadas son el convertidor Forward y el Flyback. El objetivo final de este proyecto es el diseño y construcción de un convertidor Flyback, por lo que se realiza un estudio de estos dos convertidores más detalladamente, desde un punto de vista de diseño.

2.2.1 FORWARD CONVERTER

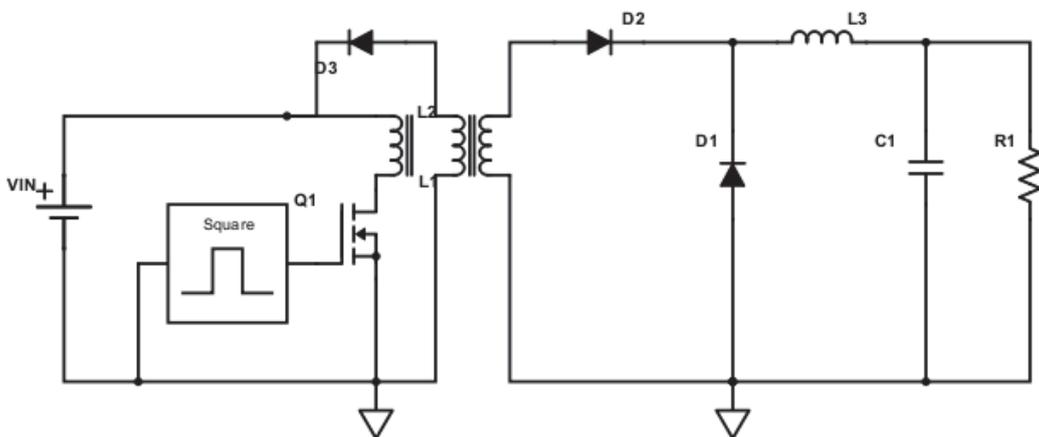


Figura 13. Convertidor Forward

El convertidor Forward, Convertidor Directo en castellano, es un convertidor de potencia CC/CC con aislamiento galvánico muy utilizado en aplicaciones de conexión directa a la Red. Es el resultado de añadir aislamiento galvánico a un convertidor Reductor, como se muestra en la figura 13. Al igual que en las topologías básicas de convertidores vistas anteriormente, el modo de conducción está ligado a la intensidad que circula por la bobina, distinguiendo entre MCC, MCD y la frontera entre ambos (BCM). Este estudio analiza el funcionamiento en la frontera entre MCC y MCD, lo que le permite trabajar como CFP. También se supone el funcionamiento en régimen permanente, con un rendimiento ideal del 100%, por lo que ha de cumplir que las Potencias a entrada y salida han de ser iguales y además, la tensión media en la bobina y la corriente media que atraviesa el

condensador son nulas. Para que se cumpla la condición de trabajar en la frontera entre MCC Y MCD :

$$\frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_L \quad (2.4)$$

Esta ecuación expresa que la corriente media que atraviesa la bobina es igual a la mitad del incremento del valor de esta. Si I_L fuese mayor, esta en MCC y si es menor en MCD. Otro factor a tener en cuenta para estos convertidores es la relación de transformación, las vueltas del primario y las del secundario:

$$r_T = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.5)$$

A la hora de diseñar el convertidor, las especificaciones son la tensión de salida V_O , la tensión de entrada V_{IN} , la Potencia a la salida P_O , la frecuencia de conmutación f_c y normalmente el ciclo de trabajo D .

$$T = \frac{1}{f_c} \quad (2.6)$$

Se diferencian dos etapas, durante la primera, el intervalo ON (DT), el transistor estará cerrado y el diodo D_1 conduciendo, por lo que toda la intensidad irá cargando la bobina hasta un valor I_{Lmax} .

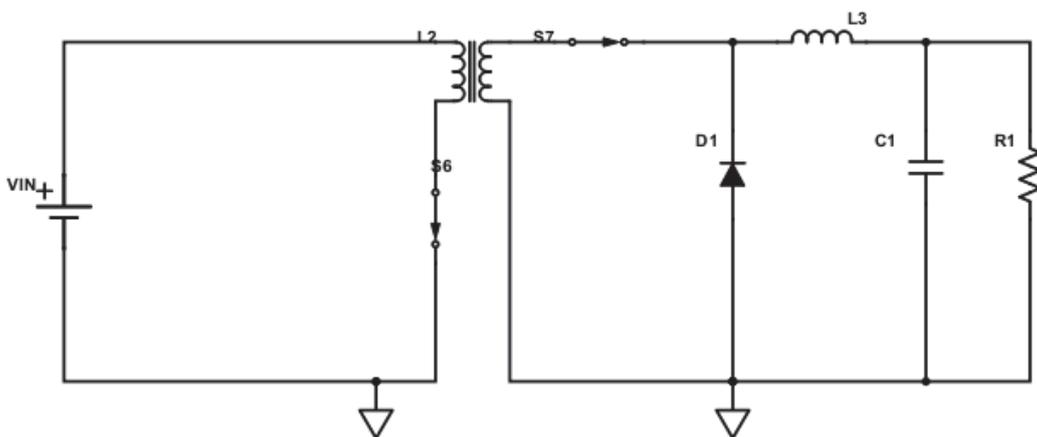


Figura 14. Estado ON convertidor Forward.

Durante un segundo intervalo OFF $((1-D)*T)$ el transistor se abrirá, y D_1 dejará de conducir, la bobina se volverá a descargar hasta alcanzar el valor $I_{Lmin}=0$, momento en el que se cerrará el interruptor y se cambiará el intervalo de nuevo a DT.

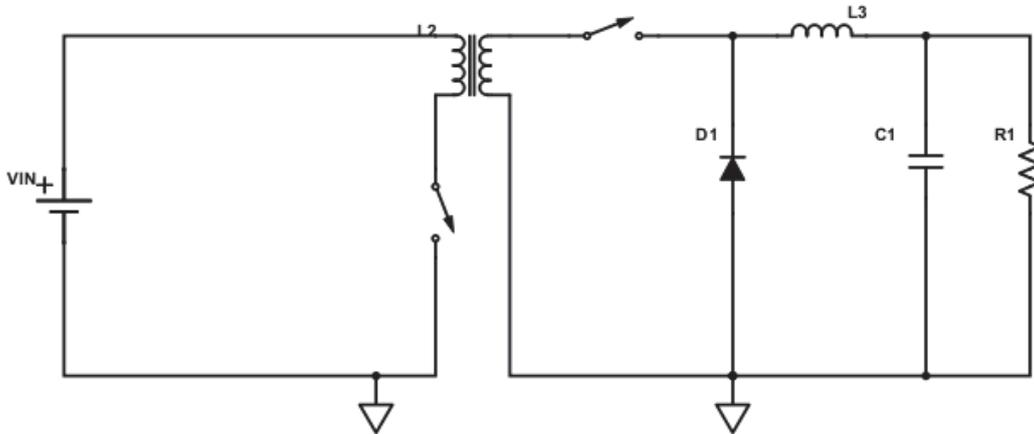


Figura 15. Estado Off convertidor Forward.

Para calcular la función de transferencia del convertidor se realiza un balance de Voltios/segundo en la bobina. Para ello se calcula :

$$V_L = V_{sec} - V_0 = \frac{V_{IN}}{r_T} - V_0 \quad \text{Para intervalo ON} \quad (2.7)$$

$$V_L = V_0 \quad \text{Para intervalo OFF} \quad (2.8)$$

$$\left(\frac{V_{IN}}{r_T} - V_0 \right) * DT = V_0 * (1 - D)T \quad (2.9)$$

Resolviendo la igualdad se obtiene la ecuación de la tensión de salida:

$$V_0 = \frac{V_{IN}}{r_T} * D \quad (2.10)$$

Conociendo la FdT del circuito y la Resistencia de carga R_L (La V_0 y P_0 son especificaciones) se calculará la \bar{I}_L que define el modo de conducción, utilizando la ley de Ohm.

$$\bar{I}_L = \frac{V_0}{R_L} \quad (2.11)$$

Conociendo \bar{I}_L , el incremento de I_L se calcula despejando en la ecuación 2.4, y se define el valor L de la bobina:

$$L = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta I_L * f_c} \quad (2.12) \text{ (fórmula general)}$$

$$L_{BCM} = \frac{(1 - D) * R_L}{2 * f_c^2} \quad (2.13) \text{ (fórmula BCM)}$$

Para calcular los parámetros del condensador de salida, habrá que tener en cuenta que la corriente que lo atraviesa es una onda triangular de valor medio nulo, y que el rizado de tensión a la salida es el mismo que el condensador. ΔV_c se calcula integrando la corriente para obtener la siguiente expresión:

$$\Delta V_c = \frac{V_o(1 - D)}{8 * L * f_c^2 C} \quad (2.14)$$

El valor de rizado de tensión del condensador se introduce por defecto en la ecuación para obtener el valor del condensador despejando en (2.14)

$$C = \frac{V_o(1 - D)}{8 * L * f_c^2 * \Delta V_c} \quad (2.15)$$

Conociendo los valores de C y de L, que define el modo de conducción, se pueden elegir los elementos de conmutación del circuito, en función de las Potencias que deben disipar. Para ello calcularemos tensiones e intensidades en valor eficaz.

$$I_{LRMS} = \bar{I}_L \sqrt{1 + \frac{1}{3} * \left(\frac{\Delta I_L / 2}{\bar{I}_L} \right)^2} \quad (2.16)$$

$$I_{CRMS} = \frac{\Delta i_C}{\sqrt{3}} \quad (2.17)$$

El MOSFET dependerá directamente del ciclo de trabajo, debido a que el transistor es un interruptor, cuyo tiempo cerrado o abierto lo determina el ciclo de trabajo.

$$\overline{I_{MOSFET}} = \bar{I}_L \frac{D}{r_T} \quad (2.18)$$

$$I_{MOSFETRMS} = \bar{I}_L \frac{\sqrt{D}}{r_T} \quad (2.19)$$

La tensión máxima que soporta el MOSFET es:

$$V_{Ds MAX} = V_{IN} \quad (2.20)$$

Los Diodos serán también función del ciclo de trabajo, las corrientes medias y eficaces se calcularán con D y la corriente en la bobina:

$$\overline{I_{D1}} = \overline{I_L} * D \quad (2.21)$$

$$\overline{I_{D2}} = \overline{I_L} * (1 - D) \quad (2.22)$$

$$I_{D1RMS} = \sqrt{D} * I_{LRMS} \quad (2.23)$$

$$I_{D2RMS} = \sqrt{(1 - D)} * I_{LRMS} \quad (2.24)$$

Ahora se pueden calcular las potencias disipadas por cada elemento de conmutación:

$$P_{D1} = V_{TH} * \overline{I_{D1}} + r_d * (I_{D1RMS})^2 \quad (2.25)$$

$$P_{D2} = V_{TH} * \overline{I_{D2}} + r_d * (I_{D2RMS})^2 \quad (2.26)$$

$$P_{MOSFET} = (I_{MOSFETRMS})^2 * r_{DS ON} \quad (2.27)$$

Donde V_{TH} es la tensión umbral de los diodos y r_{DS} son las resistencias en conducción de los diodos y del MOSFET respectivamente. A la hora de diseñar el circuito elegiremos componentes capaces de disipar estas potencias.

3. CONVERTIDOR FLYBACK

También conocido como convertidor de retroceso, se obtiene de añadir aislamiento galvánico a un convertidor Buck-Boost (reductor elevador). Tiene ventajas importantes como permitir elevar la tensión de entrada (independientemente de la relación de vueltas del transformador) lo que lo convierte en ideal para aplicaciones de alta tensión y baja potencia (televisores, monitores, etc.) .

Volviendo a la forma del circuito, al añadir el aislamiento galvánico a un elevador-reductor, se obtiene un transformador y una bobina, la inductancia magnetizante en adelante L_M , que pueden ser integrados en un solo dispositivo, que llamaremos transformador Flyback. Los transformadores flyback son usados para almacenar energía. Esta energía es almacenada en el entrehierro del núcleo. Habrán de ser diseñados por tanto para minimizar las perdidas ya que será el elemento más importante de esta topología, y operando en régimen permanente deberá de cumplir con que la tensión media en cada devanado del transformador ha de ser nula.

Además del transformador Flyback, esta topología contará con un bloque de conmutación (Diodo y MOSFET o BJT), Condensador a la salida y una carga, que puede ser un LED, un motor o lo que especifique la aplicación para la que se realice el diseño. La topología se ordenará de la siguiente manera:

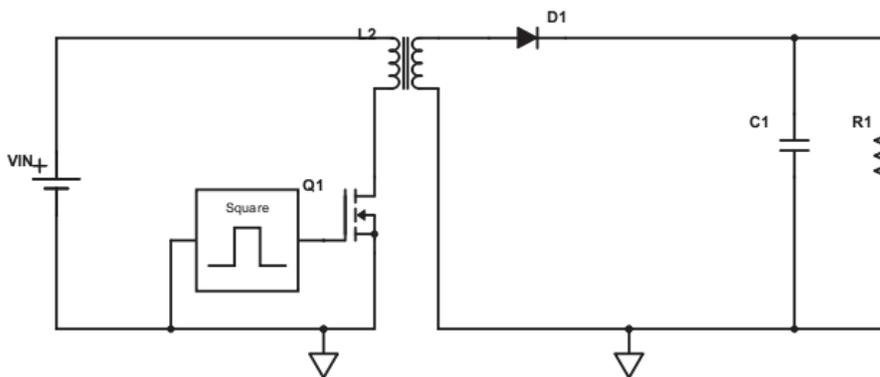


Figura 16. Topología Flyback

Como observamos en la imagen el circuito está alimentado desde una fuente de tensión V_g de valor constante, a la que en adelante se le llamará V_{IN} . En aplicaciones como la nuestra, que estará alimentada desde la red, V_{IN} necesitará ser rectificada por un puente de diodos y posteriormente la señal será filtrada para entrar en el transformador Flyback.

Volviendo al funcionamiento general de la topología flyback, L_M se comportará de la misma manera que la L en la topología Buck-Boost, y se podrán diferenciar dos intervalos, durante el intervalo ON ($D \cdot T$), el transistor (Q) se encuentra conduciendo, y la energía que entra al circuito se va almacenando en L_M , puesto que el diodo (D_1) no conduce, por lo que en la segunda parte del circuito hay un circuito abierto.

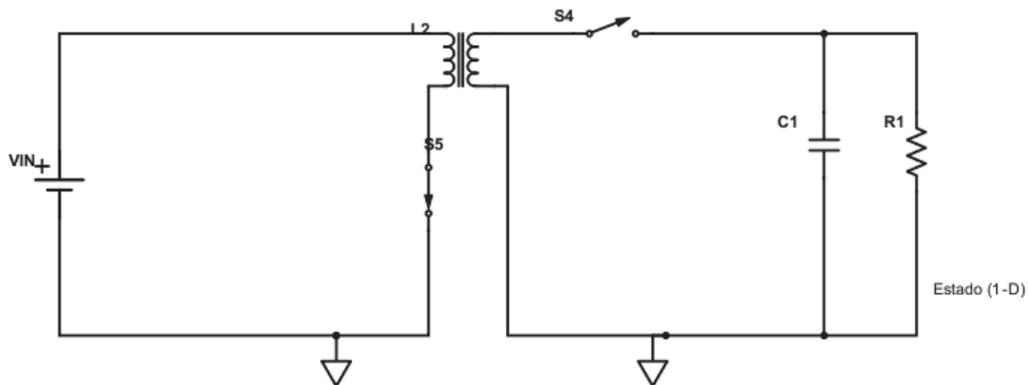


Figura 17. Intervalo DT

El segundo intervalo de funcionamiento, OFF ($(1-D) \cdot T$), El transistor deja de conducir, abriendo la parte izquierda del circuito. El diodo (D_1) comienza a conducir y la energía que fue almacenada en L_M durante el anterior intervalo se transmite a la carga, con la tensión de la bobina (V_L) y la corriente amplificada en función de la relación de transformación (r_T) del transformador Flyback.

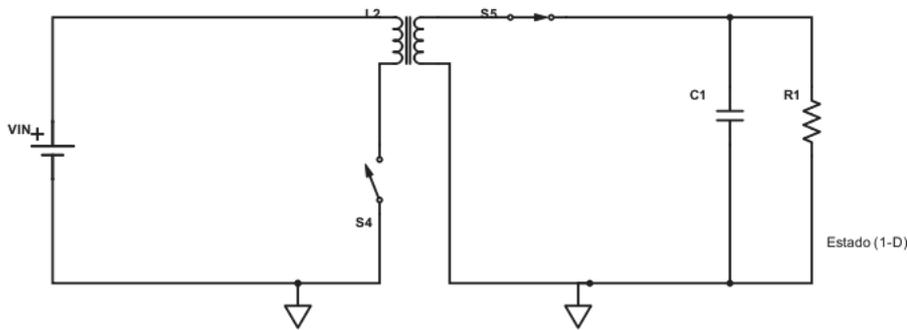


Figura 18. Flyback intervalo OFF

El funcionamiento de esta topología, como se viene estudiando en las topologías anteriores, se puede distinguir entre MCC, MCD y BCM. Las formas de onda que caracterizan el circuito serán la tensión V_{GS} (Gate-Source) en Q_1 , que será un tren de pulsos con una frecuencia igual a la frecuencia de conmutación (f_c), que definirá el periodo de funcionamiento del circuito, V_L que es la tensión en la bobina, y por supuesto I_L , que definirá el modo de funcionamiento.

Para operar en MCC se ha de cumplir:

$$\frac{\Delta I_L}{2} < \bar{I}_L = I_0 \quad (3.1)$$

Siendo ΔI_L el incremento de corriente en la bobina, \bar{I}_L la corriente media a través de la bobina e I_0 la corriente media a la salida (no es media debido al C a la salida que la mantiene más o menos constante durante el ciclo de conmutación).

Para operar en BCM, será el caso más desfavorable de MCC, es decir:

$$\frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_L = I_0 \quad (3.2)$$

Estas condiciones hacen que L_M este siempre conduciendo, su corriente nunca se mantiene en 0. Para entrar en MCD se ha de cumplir:

$$\frac{\Delta I_L}{2} > \bar{I}_L = I_0 \quad (3.3)$$

Los tiempos muertos se calcularán más tarde. Las formas de onda para MCC y MCD serán las siguientes:

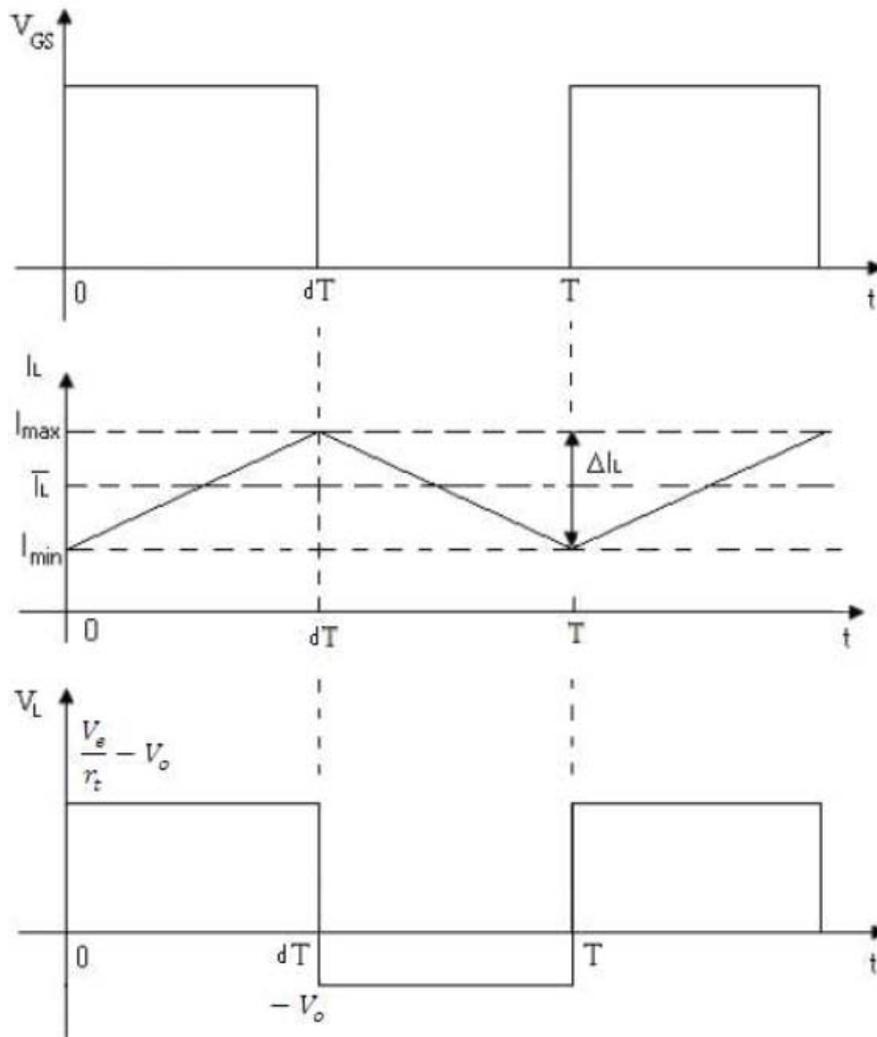


Figura 19. Flyback MCC [3]

Para el BCM, se sabe que $\frac{\Delta I_L}{2} = \bar{I}_L$, por tanto existirá una $I_{L\text{MAX}}$ que dependerá de las magnitudes del circuito, y una $I_{L\text{MIN}}$ que será cero al terminar el ciclo de conmutación.

En la figura 20 se observa que en el MCD la $I_{L\text{MIN}}=0$ se mantiene durante un tiempo muerto, coincidiendo con el valor $V_L=0$ dentro del periodo de conmutación T

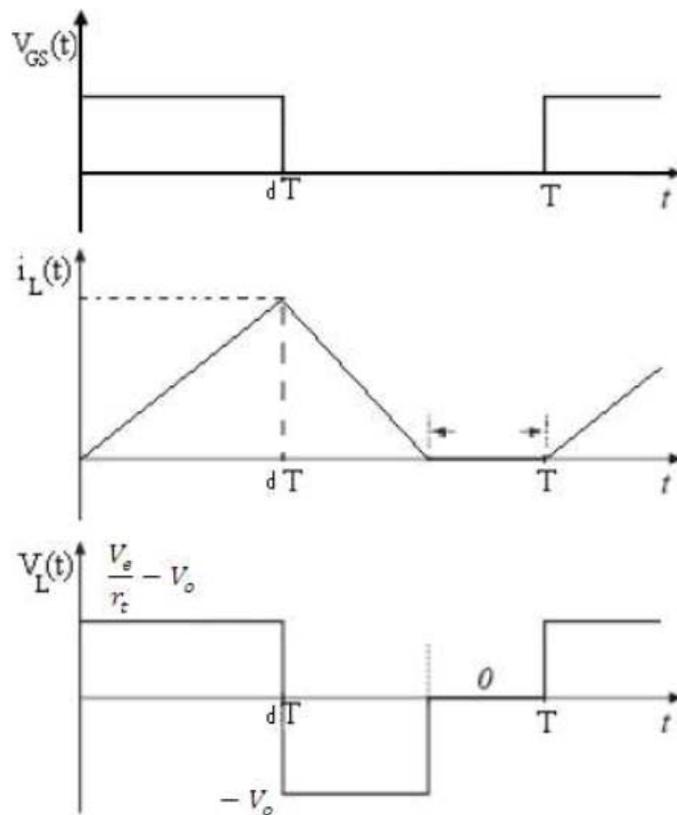


Figura 20. Flyback MCD [3]

3.1.ECUACIONES MCC

En primer lugar se estudiará el funcionamiento del circuito en MCC, en régimen permanente, por tanto habrán de cumplirse las condiciones de que la tensión media en la bobina y la corriente media en el condensador han de ser nulas, y la Potencia a la entrada será igual a la potencia a la salida:

$$\overline{V_L} = 0 \quad (3.4)$$

$$\overline{I_C} = 0 \quad (3.5)$$

$$P_{IN} = P_{OUT} \quad (3.6)$$

Las especificaciones típicas del circuito serán las tensiones de entrada y salida (V_{IN} y V_{OUT}), la frecuencia de conmutación (f_c), el ciclo de trabajo (D) y la potencia a la salida P_o .

Aplicando el balance Voltios-Segundo en el lado izquierdo del circuito a L_M durante T obtenemos:

$$\int_0^T V_L(t)dt = (V_{IN}) * (D * T) + \left(\frac{-V_{OUT}}{r_T}\right) * (1 - D) * T \quad (3.7)$$

Aplicando la condición de que en régimen permanente la tensión media en L_M es cero:

$$\frac{V_{IN} * (D * T) + \left(\frac{-V_{OUT}}{r_T}\right) * (1 - D) * T}{T} = 0 \quad (3.8)$$

Despejando obtenemos la relación de conversión de la Tensión:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = r_T * \frac{D}{(1 - D)} \quad (3.9)$$

Que será igual a la del convertidor Buck-Boost añadiéndole la r_T del convertidor Flyback.

Para calcular I_L se aplicará un balance Amperios-Segundo a la corriente del condensador, cuya media será cero:

$$\int_0^T I_C(t)dt = \left(\frac{-V_{OUT}}{R}\right) * DT + \left(\frac{I_L}{r_T} - \frac{V_{OUT}}{R}\right) * (1 - D) * T \quad (3.10)$$

Se observa, aplicando la ley de Ohm, que I_C es igual a la corriente que entra desde la bobina menos la que sale hacia la carga (V_{OUT}/R). Desarrollando la ecuación 3.10 y despejando la I_L se obtiene:

$$I_{LDC} = r_T * \frac{V_{OUT}}{R * (1 - D)} \quad (3.11)$$

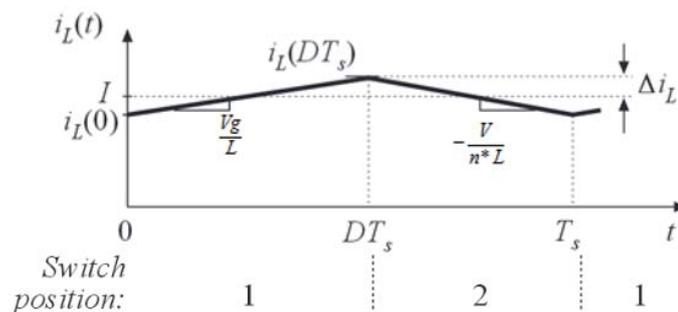


Figura 21. Corriente por la bobina, I_L , en el Flyback

Para calcular la L_M se tendrán que extraer las ecuaciones del comportamiento de I_L (figura 21) y de V_L (figura 19), para ello se diferenciará entre los dos intervalos ON y OFF. Durante el intervalo ON (DT) $V_L(t) = V_{IN}$ por lo que:

$$V_L(t) = L_M * \frac{dI_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{V_{IN}}{L_M} \quad (3.12)$$

Si se observa la gráfica 21 , se aprecia que la corriente variará en el intervalo DT:

$$I_{L\ MAX} - I_{L\ MIN} = 2\Delta I_L(t) = \frac{V_{IN}}{L_M} \quad (3.13)$$

Para el apartado (1-D)T la corriente disminuye desde un valor máximo hasta uno mínimo, por tanto la variación será negativa:

$$V_L(t) = L_M \frac{dI_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L_M} = -\frac{V_{OUT}}{r_T * L_M} \quad (3.14)$$

$$-2\Delta I_L = -\frac{V_{OUT}}{r_T * L_M} * (1 - D) * T \quad (3.15)$$

Es obvio que el valor de L_M no variará de un intervalo a otro, por tanto si enfrentamos su valor durante ambos intervalos obtenemos su valor real:

$$L_M = \frac{V_{IN}}{2\Delta I_L} * DT = -\frac{V_{OUT}}{-2\Delta I_L * r_T} * (1 - D)T \quad (3.16)$$

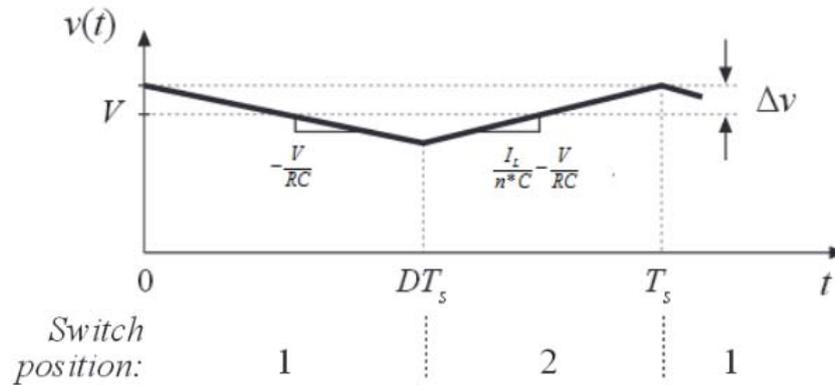


Figura 22. Tensión de salida [3]

Para los cálculos del condensador se ha de tener claro que la corriente a la salida V_{OUT} es igual a la del condensador V_C , y se analizará la corriente del condensador para cada uno de los intervalos de funcionamiento del circuito.

Para el intervalo ON(DT):

$$I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{I_C(t)}{C} = -\frac{V_{OUT}}{RC} \quad (3.17)$$

$$-2\Delta V_{OUT} = -\frac{V_{OUT}}{RC} * DT \quad (3.18)$$

Para el intervalo OFF (1-D)T:

$$I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{I_C(t)}{C} = \frac{I_L}{r_T * C} - \frac{V_{OUT}}{RC} \quad (3.19)$$

$$2\Delta V_{OUT} = \left(\frac{I_L}{r_T * C} - \frac{V_{OUT}}{RC} \right) * (1 - D) * T \quad (3.20)$$

De la misma manera que con L, obtenemos el valor del condensador:

$$C = \frac{V_{OUT}}{2 * \Delta V_{OUT} * R} * DT = \frac{\left(\frac{I_L}{r_T} - \frac{V_{OUT}}{R} \right)}{2 * \Delta V_{OUT}} (1 - D) T \quad (3.21)$$

El único parámetro de la ecuación que no se ha especificado es ΔV_{OUT} que normalmente será una especificación más de diseño, ya que es igual a la tensión de rizado del condensador. Anteriormente tampoco se ha especificado el valor de R, que puede venir dentro de las especificaciones (hojas de datos de un LED etc) o se puede calcular conociendo la tensión de salida y la potencia a la salida:

$$P_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{R} \quad (3.22)$$

3.2. ECUACIONES MCD

Para trabajar en modo de conducción discontinua se ha de cumplir que $\Delta I_L > \bar{I}_L$, lo que supondrá que durante el intervalo OFF, haya un instante en el que $I_{L\text{MIN}}=0$, y se mantendrá hasta que termine el ciclo de conmutación, por tanto se puede decir que para el MCD existen tres estados a tener en cuenta para comprender el funcionamiento del circuito, el primero seguirá siendo DT, pero ahora (1-D)T se dividirá en D_2T (la bobina se descarga) y D_3T (el tiempo muerto).

Durante DT el MOSFET se encuentra conduciendo, mientras que el diodo (D_1) es un circuito abierto, L_m se carga, como podemos observar en la siguiente figura:

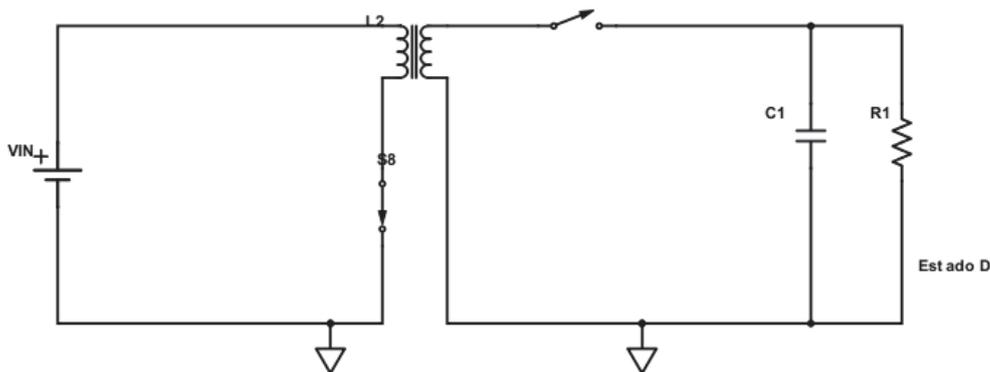


Figura 23. Estado 1 Flyback MCD

Al alcanzar DT, la corriente a través de L_M llega a su valor máximo, en ese momento el MOSFET (Q_1) se abre, mientras que el diodo comienza a transferir la energía almacenada previamente en L_M a la carga, hasta que se llega al valor mínimo de L_M que es cero, es decir se descarga completamente antes de alcanzar el ciclo completo de conmutación T. $I_{L\text{MIN}}=0$ se alcanza en D_2T .

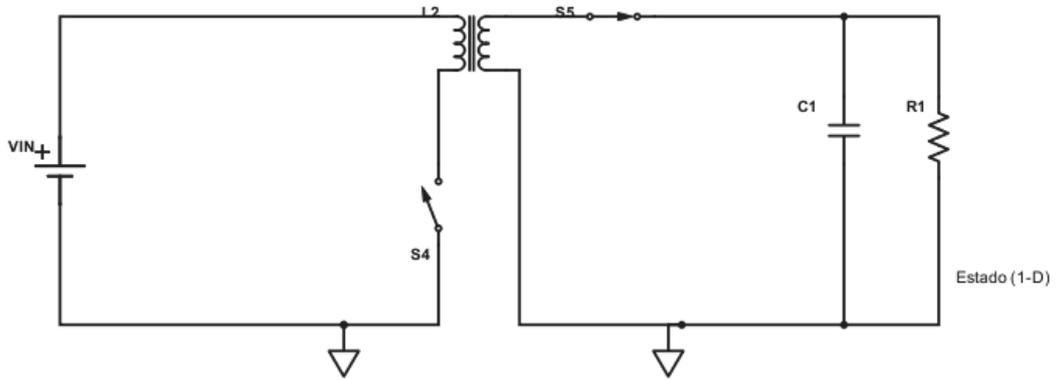


Figura 24. Estado 2 Flyback MCD

Por último el estado 3 (D_3T), el transistor y el diodo no conducen, porque toda la energía ha sido ya transmitida a la carga.

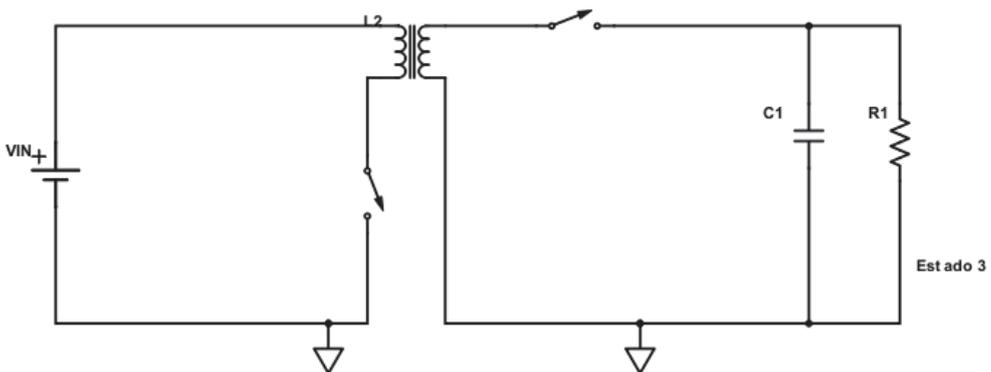


Figura 25. Estado 3 Flyback MCD

Así pues la corriente I_L , pasando por sus tres estados, describiría una forma de onda tal que así:

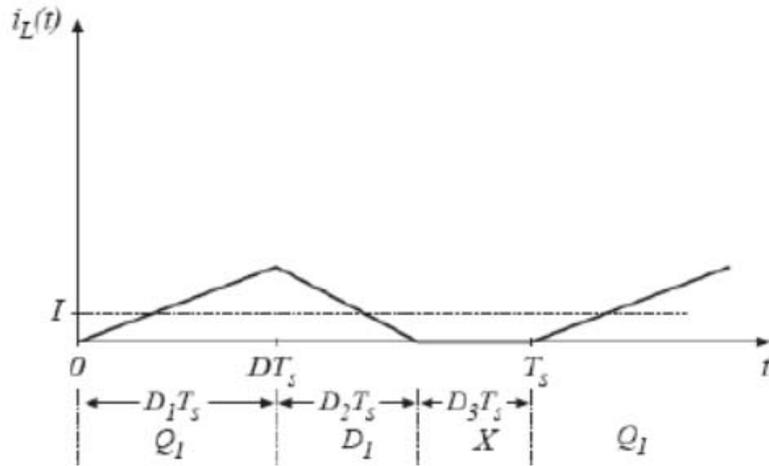


Figura 26. Corriente I_L Flyback [3]

Al realizar de nuevo un Balance Voltio-Segundo en la Bobina y teniendo en cuenta el funcionamiento de la corriente a través de la misma, serán obtenidas las siguientes expresiones que nos ayudarán a ir calculando los diferentes parámetros de la inductancia magnetizante. En primer lugar se Calculará ΔI_L

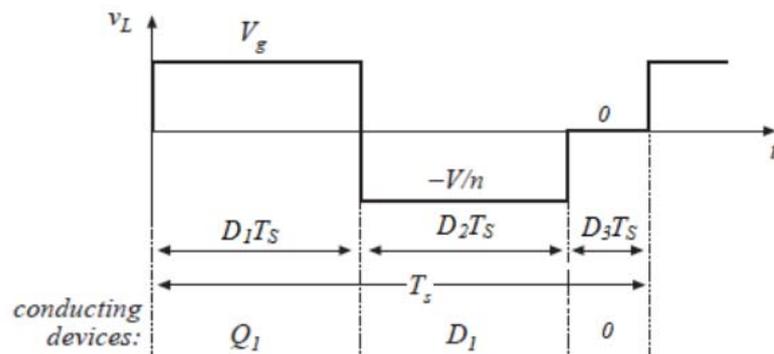


Figura 27. V_L Flyback MCD [3]

$$V_L(t) = L * \frac{dI_L(t)}{dt} \Rightarrow \frac{dI_L(t)}{dt} = \frac{V_L(t)}{L} \quad (3.23)$$

Para el intervalo 1 se obtendrá:

$$2\Delta I_L = \frac{V_{IN}}{L} * DT \quad (3.24)$$

Para el 2:

$$-2\Delta I_L = -\frac{V_{OUT}}{r_T * L} * D_2 T \quad (3.25)$$

En el estado 3 tanto V_L como I_L son cero. Para calcular I_L habrá que realizar un balance Amperios-Segundo al condensador de salida, sabiendo que la corriente media será cero.

$$\int_0^T I_C(t) dt = \left(-\frac{V_{OUT}}{R}\right) * (DT) + \left(\frac{I_L}{r_T} - \frac{V_{OUT}}{R}\right) * (D_2 T) + \left(-\frac{V_{OUT}}{R}\right) * (D_3 T)$$

Que desarrollando e igualando a cero queda :

$$I_L = r_T * \frac{V_{OUT}}{RD_2} \quad (3.26)$$

Si se comparan las ecuaciones 5.24 y 5.26 se obtiene la condición para estar en MCD $\Delta I_L > \bar{I}_L$:

$$\frac{V_{IN}}{2 * L} DT > r_T \frac{V_{OUT}}{RD_2} \quad (3.27)$$

Aplicando ahora el balance Voltios - Segundo a la inductancia se obtendrá la función de transferencia:

$$\int_0^T V_L(t) dt = (V_{IN})(DT) + \left(-\frac{V_{OUT}}{r_T}\right) (D_2 T) \quad (3.28)$$

Despejando e igualando a 0:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = r_T \frac{D}{D_2} \quad (3.29)$$

Si despejamos V_{OUT} de 5.29 y se introduce en 5.27 se obtendrá otra regla para trabajar en MCD.

$$\frac{V_{IN}}{2 * L} DT > r_T^2 \frac{D * V_{IN}}{RD_2^2} \quad (3.30)$$

Simplificando y ordenando 5.28 se obtiene una expresión con la que podremos medir la tendencia del convertidor a trabajar en modo de conducción discontinua, para ello nos ayudaremos de dos parámetros adimensionales K y K_{CRIT} , cuando $K < K_{CRIT}$ el convertidor trabajará en MCD:

$$K < K_{CRIT} \Rightarrow \frac{2L_M}{RT} < \frac{D_2^2}{r_T^2} \quad (3.31)$$

Despejando los parámetro L_M o R se calcularán los valores críticos a partir de los cuales el convertidor deja de trabajar en MCD. Las expresiones son:

$$R_{CRIT} > \frac{2L_M r_T^2}{T D^2} \quad (3.32)$$

$$L_{M CRIT} < \frac{R D^2}{2 f_c r_t^2} \quad (3.33)$$

A La relación de conversión de tensión en función de el ciclo de trabajo se le multiplicará D en ambos lados para llegar a la siguiente expresión:

$$D \sqrt{\frac{R}{L_M * f_c}} > \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (3.34)$$

Aplicando esto a 5.30 y 5.32 se consiguen generar las expresiones finales:

$$R_{CRIT} \geq \frac{V_{OUT}^2}{V_{IN}^2} \frac{2L_M f_c}{D^2} \quad (3.35)$$

$$L_{CRIT} \leq \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}^2} \frac{R D^2}{2 f_c} \quad (3.36)$$

Para garantizar el correcto funcionamiento se suele dar un tiempo muerto $t=0,2T$

4. DISEÑO CONVERTIDOR FLYBACK CFP

En este proyecto se aborda el diseño de un convertidor Flyback trabajando en el límite entre MCD y MCC, es decir en BCM. El circuito estará alimentado desde la red eléctrica y debe ser capaz de alimentar una carga de iluminación LED modelo “Cree XLamp CXA3070”. En la hoja de datos se obtienen sus curvas características así como el rango de tensiones, intensidades y potencias a las que funciona el dispositivo. Para el diseño del prototipo, se toman las siguientes especificaciones, resumidas en la tabla 1

4.1 ESPECIFICACIONES DE LA APLICACIÓN

Tensión de entrada V_{IN} [V]	220
Tensión de salida V_{OUT} [V]	38
Potencia Salida P_{OUT} [W]	65
Relación de transformación r_T	0,25
Frecuencia de conmutación f_C [KHz]	50
Rizado tensión Condensador ΔV_C	5%

Tabla 1. Especificaciones de la aplicación

Para calcular los elementos del circuito se utilizarán las ecuaciones de los apartados anteriores de fundamento teórico, adaptándolas a las condiciones de BCM, es decir a la frontera $\Delta IL = IL$

En primer lugar, conociendo las tensiones a la entrada y a la salida se aplica la ecuación 5.9, de la que se extrae el ciclo de trabajo D:

$$\frac{38V}{220V} = 0,25 * \frac{D}{(1 - D)} \Rightarrow D = 0,4086$$

El cálculo de la Resistencia de carga es también inmediato conociendo los parámetros de la ecuación:

$$R = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT}} = \frac{38^2}{65} = 22,21ohm$$

Para el cálculo de la inductancia magnetizante, existen dos opciones, utilizar las formulas de MCC en sus condiciones más desfavorables, o utilizar la $L_{M CRIT}$ de la ecuación 5.34 , sabiendo que el valor para el modo frontera es justo la $L_{M CRIT}$.

$$L_M = \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}^2} \frac{RD^2}{2f_c} = \frac{220^2 * 22,21 * 0,4086^2}{38^2 * 2 * 50000} = 1,24mH$$

La L_2 del transformador se calcula inmediatamente:

$$L_2 = r_T^2 * L_M = 77,5\mu H$$

El cálculo del condensador de salida se realiza con la ecuación 5.21:

$$C = \frac{V_{OUT}}{2 * \Delta V_{OUT} * R} * DT = \frac{38}{2 * 0,5 * 22,21} * 0,4086 * \frac{1}{50000} = 13,981\mu F$$

En esta etapa de diseño, se calculan las condiciones en las que trabajan los elementos de conmutación, para poder elegir dispositivos capaces de funcionar sin generar problemas con estas condiciones. En el caso del MOSFET se calculará la tensión que aguantará en sus terminales “Drain” y “Source” V_{DS} :

$$V_{DS MAX} = V_{IN} + \frac{V_{OUT}}{r_T} = 220 + \frac{38}{0,25} = 372V \quad (4.1)$$

Para elegir diodo se debe considerar que la corriente I_D del diodo debe ser igual o superior a :

$$I_{D1} = \frac{I_0}{r_T} * \left(\frac{D}{1-D} \right) = \frac{1,7}{0,25} * \left(\frac{0,4086}{1-0,4086} \right) = 4,7A \quad (4.2)$$

Se aprecia que la corriente depende del ciclo de trabajo, y aunque estos cálculos están hechos para trabajar con un $D=0,41$, La aplicación podrá modificar la luminosidad a la salida cambiando el valor del ciclo de trabajo D . El cálculo de I_D para las condiciones más desfavorables, que se obtienen al caracterizar la curva del LED en el apartado 9.1, es el siguiente:

$$I_{D1 MAX} = \frac{2,8}{0,25} * \left(\frac{0,44}{1-0,44} \right) = 8,8A$$

Otro elemento a tener en cuenta en el diseño del convertidor, son las perturbaciones que se producen a partir de la impedancia parásita y la capacitancia en los elementos de conmutación del circuito. Para solucionarlo son necesarios los diseños e implementaciones de “snubbers” o amortiguadores tanto en el primario como en el secundario. Su cálculo depende de los valores reales del circuito, por tanto hay que diseñarlos a partir de la experimentación con el convertidor montado.

4.2 DISEÑO DE SNUBBER

Los snubbers se colocan junto a los elementos de conmutación del circuito, en este caso junto al MOSFET y al diodo. Su cometido será suprimir los picos de tensión y amortiguar las oscilaciones transitorias durante la conmutación de estos elementos. Los más habituales son los RC, que sirven para atenuar resonancias.

Para el MOSFET se utilizará un RCD, es decir una resistencia R_{SN1} en adelante y un condensador C_{SN1} en serie, con un diodo en paralelo. Debido a que la fuente del MOSFET está conectada a una resistencia de sensado, el snubber se ubicará entre el drenador y la entrada de la bobina del primario.

Para el cálculo del snubber del primario se estima que la inductancia parásita es 0,03 veces la inductancia parasitaria.

$$L_{LK} = 0,03 * L_M \quad (4.2.3)$$

Con los datos calculados con las especificaciones, y formulas anteriores se resuelven las siguientes ecuaciones:

$$V_{SN1} = V_T - V_{IN} \quad (4.2.2)$$

$$P_{SN1} = \frac{1}{2} * f_S * L_{LK} * I^2 \quad (4.2.3)$$

Se conoce $V_{IN} = 220V$; $f_S = 50KHz$; $L_{LK} = 0,03 * 1,24mH$ y de la teoría se pueden extraer las siguientes ecuaciones:

$$V_T = 220 + \frac{38}{0,25} = 372V$$

$$I = \frac{V_{IN}}{2L} * DT = 0,7A$$

Conocidos todos los datos se pueden calcular los elementos del snubber siendo

$$R_{SN1} = \frac{V_{SN}^2}{P_{SN}} = 1,04Kohm \quad (4.2.4)$$

$$C_{SN} \gg \frac{1}{R_{SN} * f_s} = 19nF \quad (4.2.5)$$

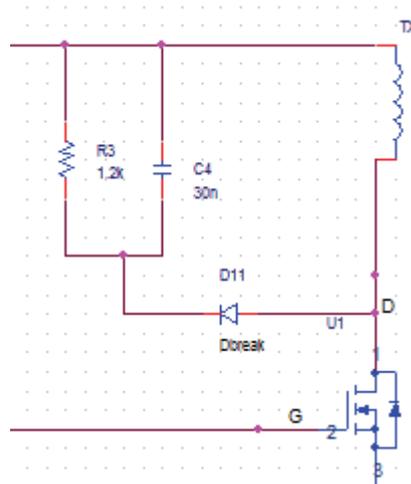


Figura 28. Snubber del primario

Para el cálculo de este snubber del secundario, se realiza una simulación de Pspice y se estima la inductancia parasitaria (L_{LK}). Tomando una captura de la oscilación en la corriente del diodo.

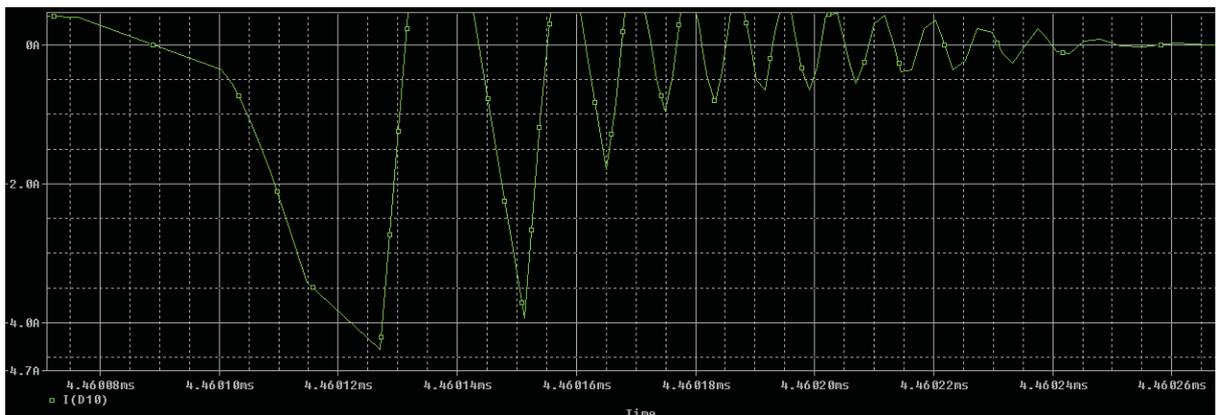


Figura 29. Oscilación en la V_d .

Del pico de mayor oscilación se obtendrá:

$$di/dt = \frac{0,18 \mu S}{4,5} \quad (4.2.6)$$

Las tensiones de bloqueo de VL y VD son 36 V y 10 V respectivamente (sacados de las simulaciones PSPICE). Para el cálculo de la R_{SN2} y C_{SN2} se han utilizado las siguientes ecuaciones:

$$V_L = L * \frac{di}{dt} \quad (4.2.7)$$

$$C_{SN} = L \left(\frac{I_{RR}}{V_D} \right)^2 \quad (4.2.8)$$

$$R_{SN} = \frac{V_D}{I_{RR}} \quad (4.2.9)$$

Los resultados de C_{SN2} y R_{SN2} son aproximados, pues los datos parten de una simulación. Al añadir el snubber a la simulación y ajustar estos valores se obtiene que $R_{SN2}=2,2 \text{ K}$ y $C_{SN2}=1 \text{ nF}$

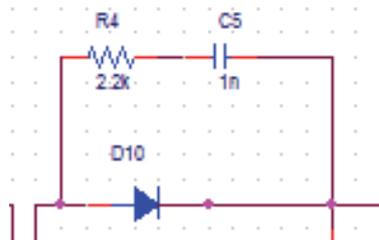


Figura 30. Snubber del secundario

L_M [mH]	1,24
L_2 [uH]	77.5
C[uF]	13,98
ID_1	8,8 A
MOSFET V_{DS}	372

Tabla 2. Valores del circuito

5. SIMULACIÓN PSPICE

Una vez calculados los parámetros teóricos del circuito, y teniendo en cuenta las restricciones de tensión, potencia o intensidad que soporta cada dispositivo, se llevará a cabo una simulación para comprobar que no se han cometido errores de cálculo o de concepto que pongan en peligro la integridad del circuito.

El Software utilizado es el PSPICE de ORCAD, que permitirá simular cada componente del circuito de potencia, dándoles los valores que se consideren oportunos. Para el manejo del MOSFET no existe la posibilidad de simular el PIC o el driver, pero no será necesario como se explicará más adelante.

Para la simulación del circuito final se utiliza una fuente de corriente alterna, caracterizada con la tensión y la frecuencia de red (220V,50Hz), 4 diodos, de los que tiene el programa por defecto, para el puente de diodos. Los condensadores también serán los que trae la librerías del programa por defecto, así como el transformador, a todos ellos se les darán los valores que se han calculado. Para el bloque de conmutación elegiremos un diodo y un MOSFET que cumplan con las necesidades de tensión (V_{DS}) y de corriente (I_D), nos descargamos los modelos y se los añadimos a las librerías del programa.

Por último, para generar el pulso que gobierna el MOSFET se elegirá una fuente V_{PULSE} , en la que se ajustará el periodo de conmutación ($PER = \frac{1}{f_c} = 20\mu S$) y el ciclo de trabajo ($PW = \frac{D}{f_c} = 8,17\mu S$). La amplitud del pulso será de 5 V.

El esquema del circuito se muestra en la siguiente figura:

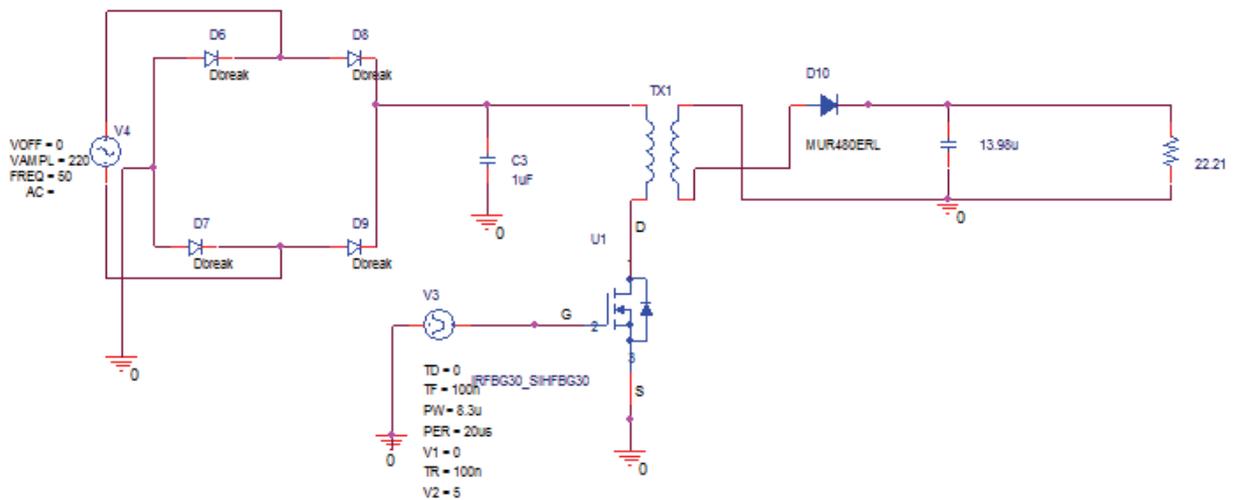


Figura 31. Esquema del Circuito.

PSPICE ofrece varias opciones de simulación, a la hora de configurar el perfil de simulación, se pueden elegir barridos de frecuencia (en AC o DC) así como el cálculo del BIAS point. Para el desarrollo del prototipo solo se estudiará el comportamiento a lo largo del tiempo, por tanto se marcará la casilla “Time Domain” y se irá cambiando el tiempo de simulación en función de lo que se quiera observar.

En primer lugar se medirá la tensión a la salida, que es la especificación principal de este proyecto:

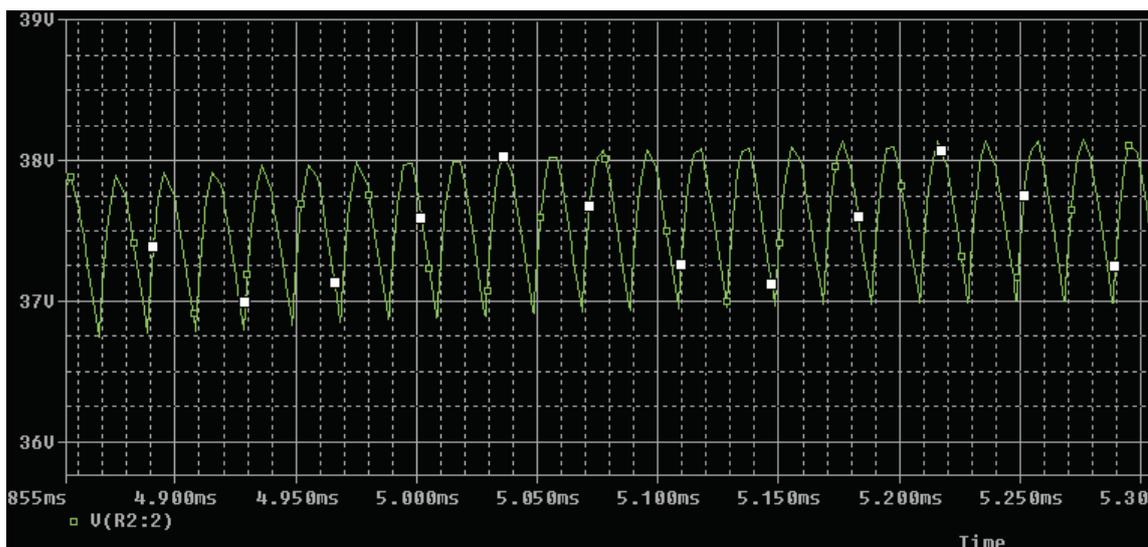


Figura 32. Tensión de salida, V_{OUT}

En esta imagen se observa la tensión a la salida para varios periodos de conmutación (1/50000). Como observamos se encuentra en torno a los 38 Volts.

El siguiente punto a comprobar, es que la corriente en transformador tiene un mínimo, $I_{L\text{MIN}}=0$, y no existen tiempos muertos.

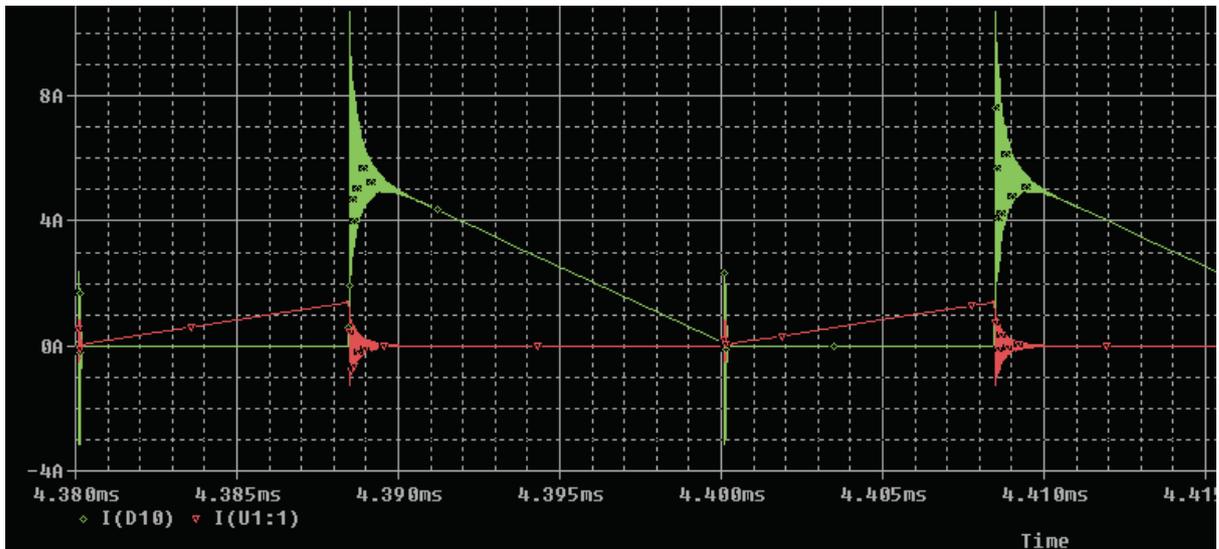


Figura 33. Corriente por la bobina, I_{LM} , y corriente del diodo, I_D

En rojo la corriente a través de inductancia magnetizante, la bobina se carga mientras el MOSFET esta en ON. Cuando el MOSFET se abre, comienza a conducir el diodo, mientras L_M es 0 y L_2 descarga la energía almacenada en el transformador. También se puede observar que no existe tiempo muerto entre las dos fases de conducción.

Continuando con las corrientes, la corriente a la salida tendrá una forma dentada (parecida a la grafica 29) y que vista en un periodo de red será de la siguiente manera:

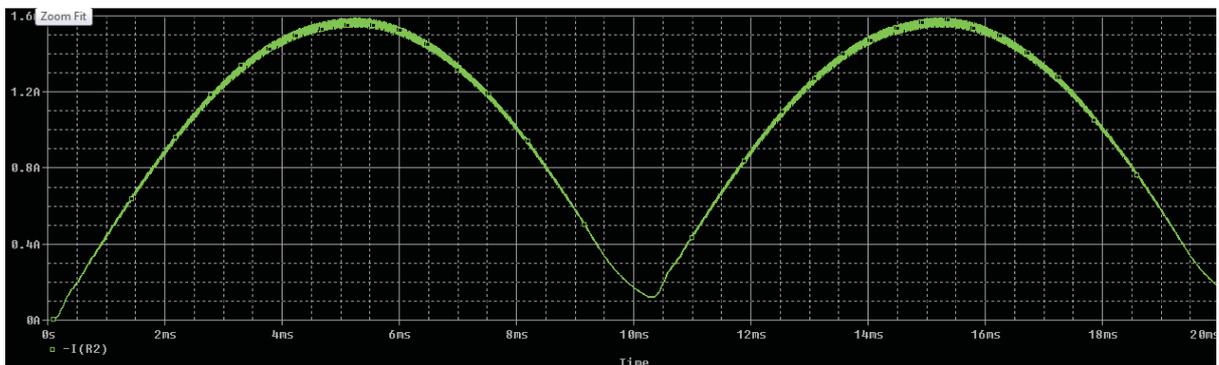


Figura 34. Corriente de salida, I_{OUT} , en un periodo de red eléctrica

Las corrientes de todo el circuito siguen las formas de la corriente de entrada

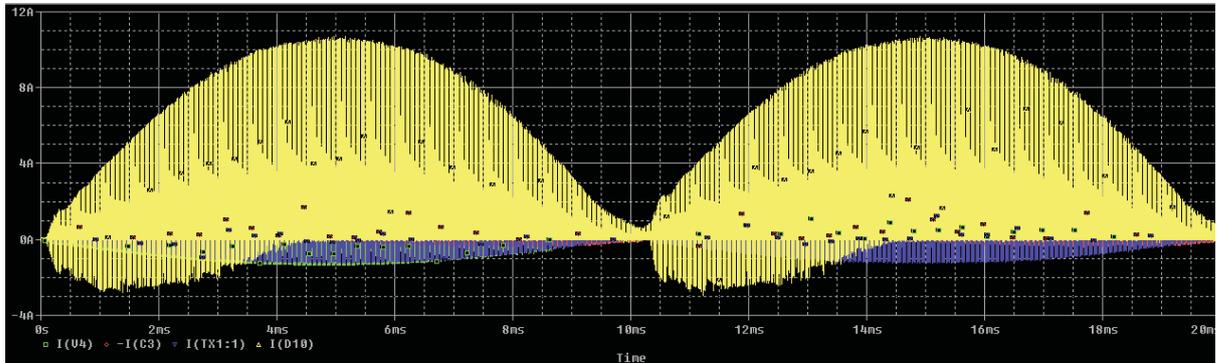


Figura 35. Corrientes del circuito

En amarillo la corriente del diodo, en azul la de L_M , en rojo la del condensador, e I_{IN} en verde.

Otro punto que garantiza que el circuito funciona correctamente, en este caso no los valores dados, sino que la topología realmente funciona como se ha descrito teóricamente, es comprobar los valores medios. Anteriormente se han realizado sendos balances Amperios-Segundo y Voltios-Segundo, en los que se ha considerado nulas la corriente media en el condensador (I_C) y la tensión en la Bobina (V_L) respectivamente. Abajo se muestran los resultados:

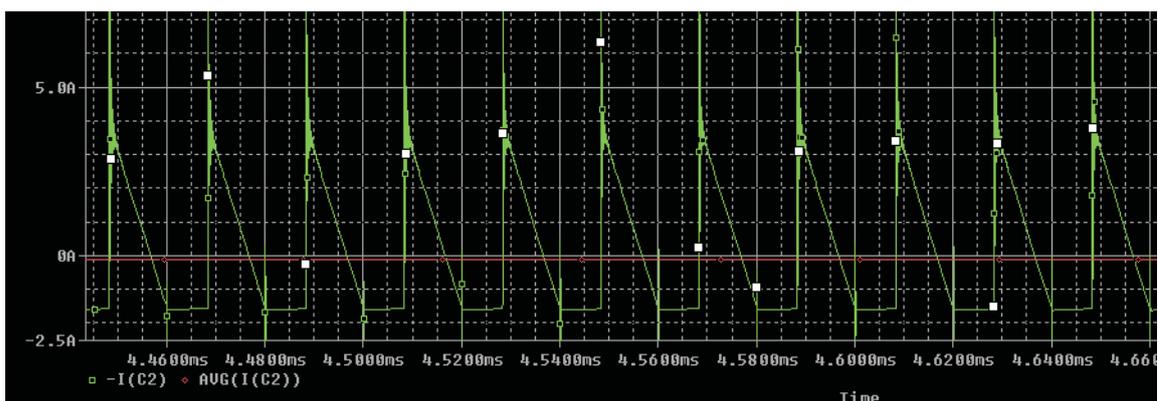


Figura 36. Corrientes condensador y corriente media

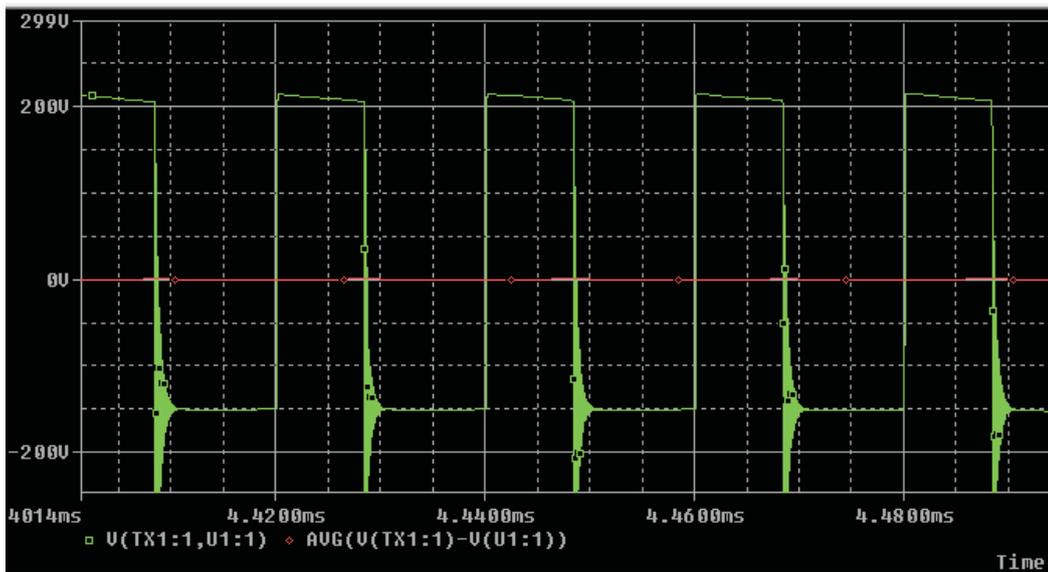


Figura 37 . Tensión media por el condensador

Por último se muestreará el pulso que hemos creado para hacer funcionar el MOSFET, que en la realidad será la señal PWM que sacaremos del PIC y se enviará al driver y posteriormente al transistor. También se comprueba la V_{ds} del MOSFET coincide con la calculada:

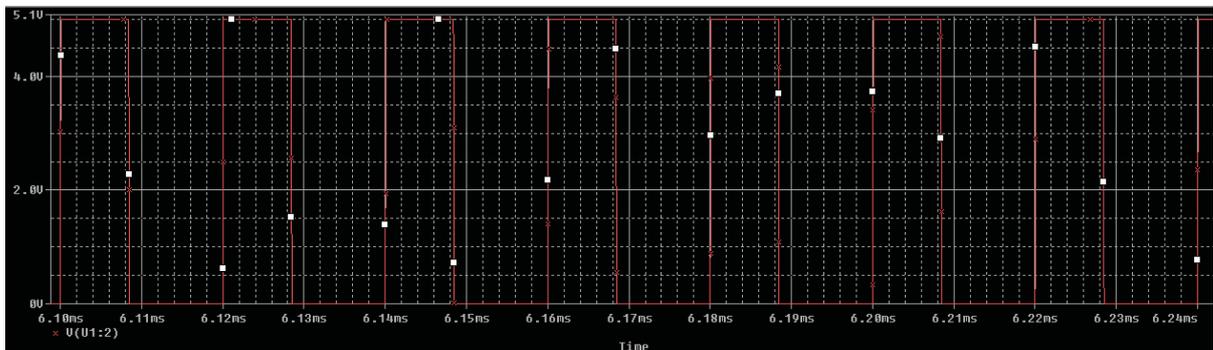


Figura 38. Señal PWM

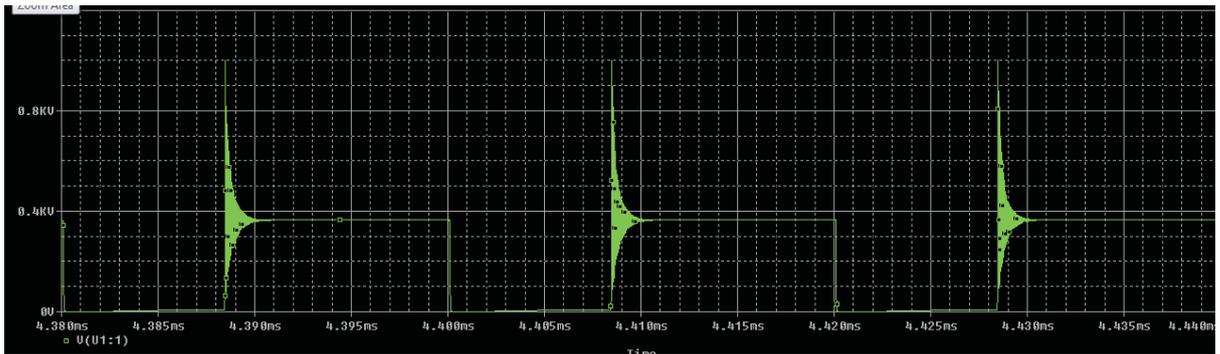


Figura 39 Vds

Analizando las gráficas se observa que las formas de onda tanto de corriente como de tensión, aparentemente coinciden con las del circuito diseñado teóricamente y en papel, así mismo se observan fuertes perturbaciones, sobre todo en los elementos de conmutación. Esto se arreglará mediante el diseño y la implementación de un snubber RCD entre la entrada y el drenador del MOSFET y un snubber CD en paralelo al Diodo de conmutación. (Cálculos en la sección anterior).

5.1 SIMULACIÓN CON SNUBBER

Como se ha comentado anteriormente, para reducir picos de corriente y tensión y sobreoscilaciones en los elementos de conmutación del circuito, se han añadido dos snubbers al circuito, uno en el primario y otro en el secundario. Los resultados arrojados por la simulación son los siguientes:

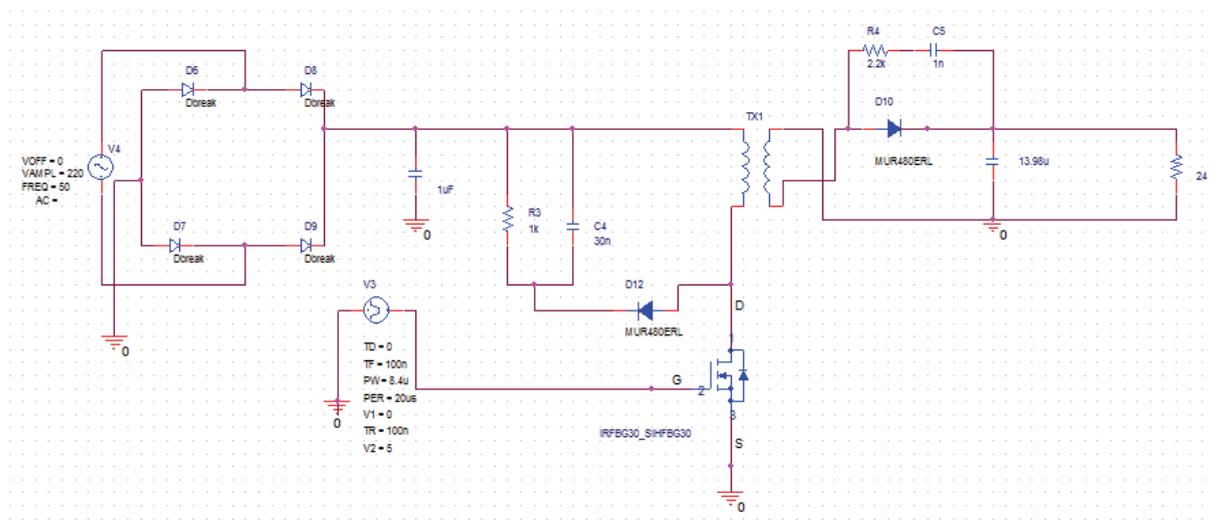


Figura 40. Esquema del circuito con snubbers

La primera captura muestra como el circuito corrige el factor de potencia, uno de los requisitos de este proyecto.

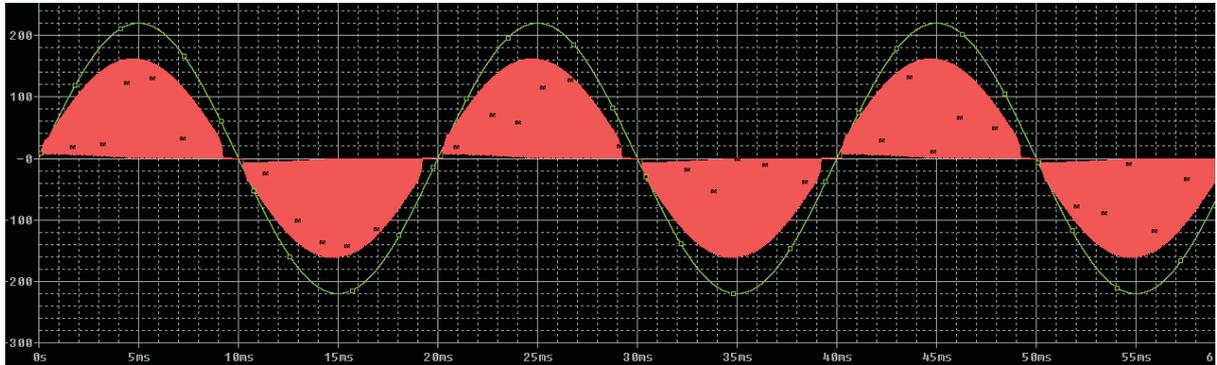


Figura 41. CFP

Para realizar esta captura, se colocan las sonda de corriente y de tensión en la fuente de corriente alterna que está conectada al circuito. Como se observa prácticamente están en fase.

La otra especificación del circuito es que entregue 38 Voltios a la salida, ya se conseguía sin los snubber, que no influirán aquí, pero se han tomado capturas de igual modo. Está es de la V_{OUT} para varios periodos de conmutación.

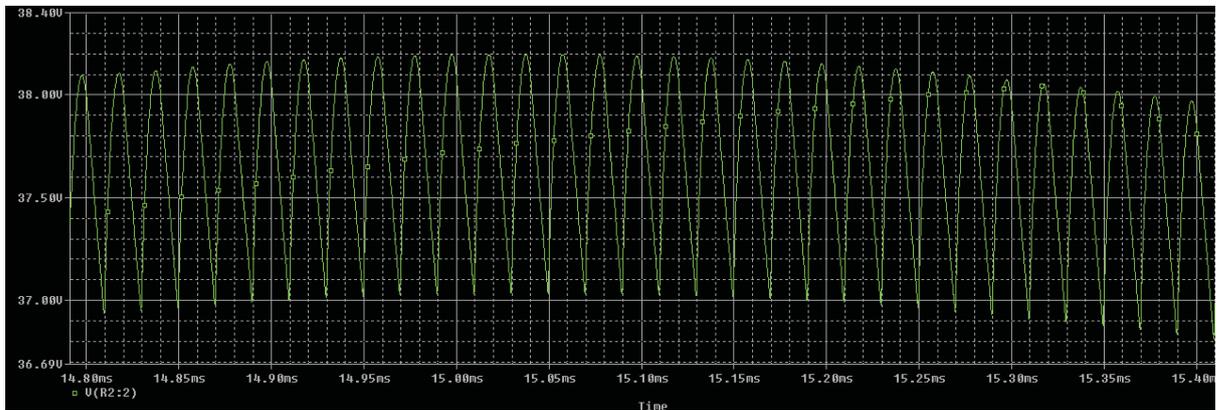


Figura 42. Tensión de salida, Vout

Esta será la tensión media a la salida o $V_{OUT\ MEAN}$, para la captura se ha aumentado el periodo a uno aproximado al de red.

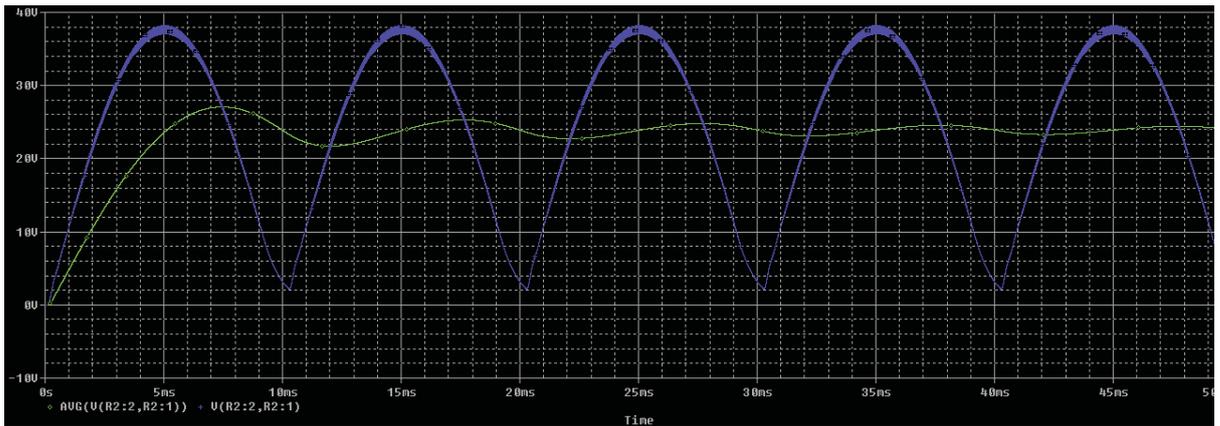


Figura 43. Tensión de salida y su valor medio, $V_{OUT\ MEAN}$

En las siguientes imágenes se observará el efecto de los snubber añadidos. Se puede comprobar que el funcionamiento del primario es bastante mejor que el del secundario, en el que no se logran eliminar los picos de sobre tensión cuando el diodo corta, aún así se acaba con las oscilaciones.

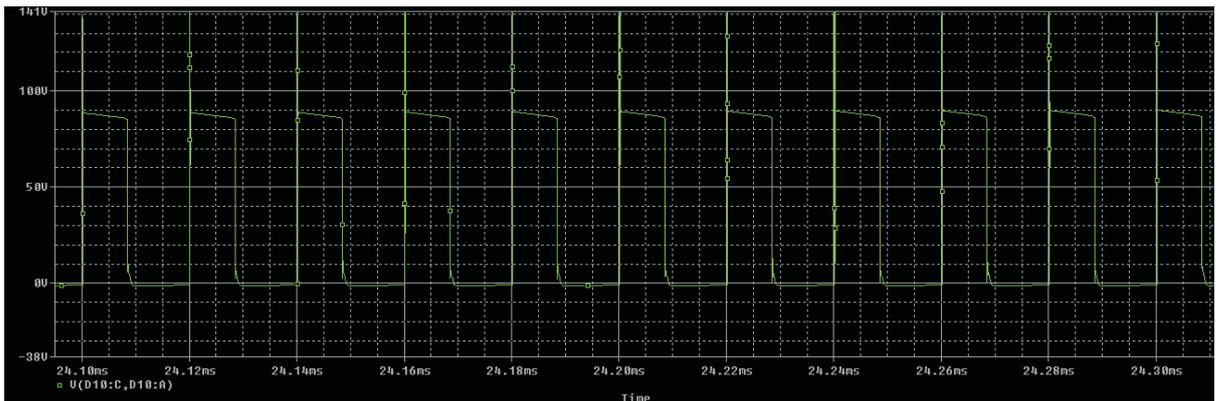


Figura 44. Tensión en el Diodo

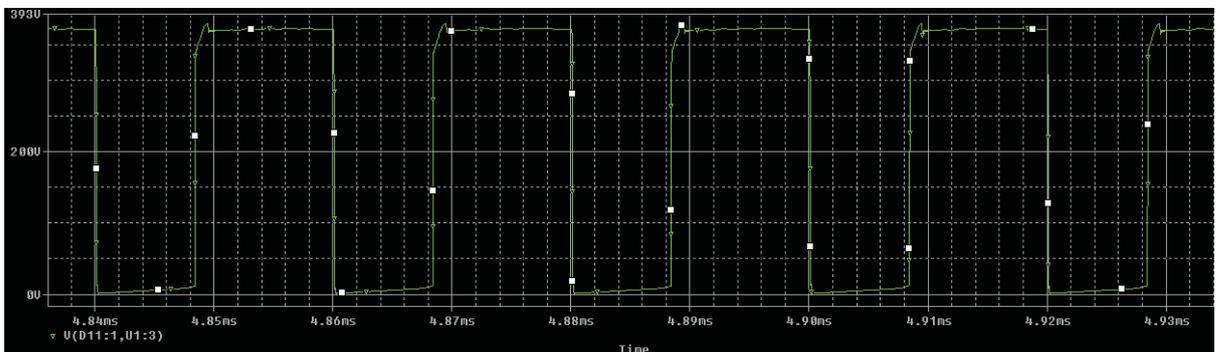


Figura 45. Tensión en el Mosfet, V_{DS}

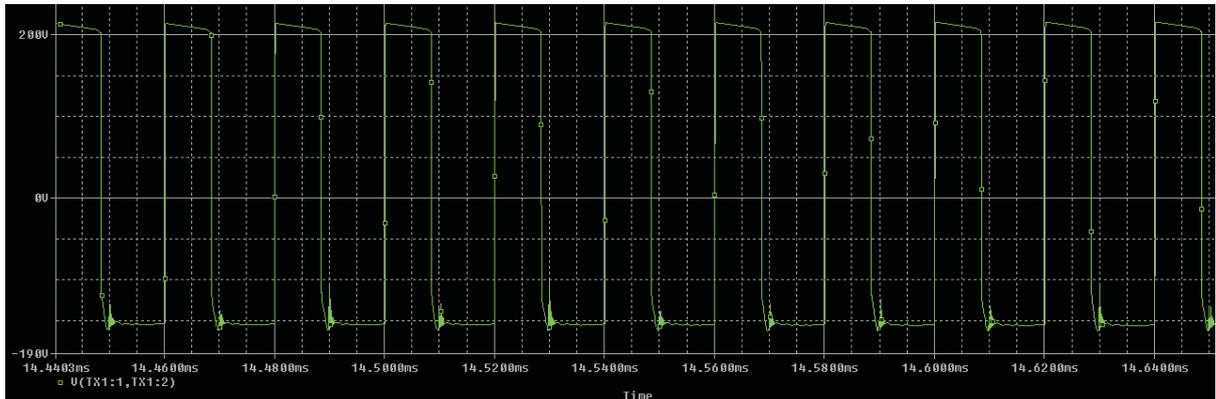


Figura 46. Tensión en la Bobina del primario.

En estas dos últimas imágenes si se puede observar como, al menos en la simulación, el snubber termina con los picos de tensión y las oscilaciones cuando conmuta el transistor.

En cuanto a las corrientes, se ha comprobado que la corriente del primario y del secundario se complementan perfectamente, no coincidiendo nunca sus tiempos de conducción, y haciéndolo perfectamente con el ciclo de trabajo.

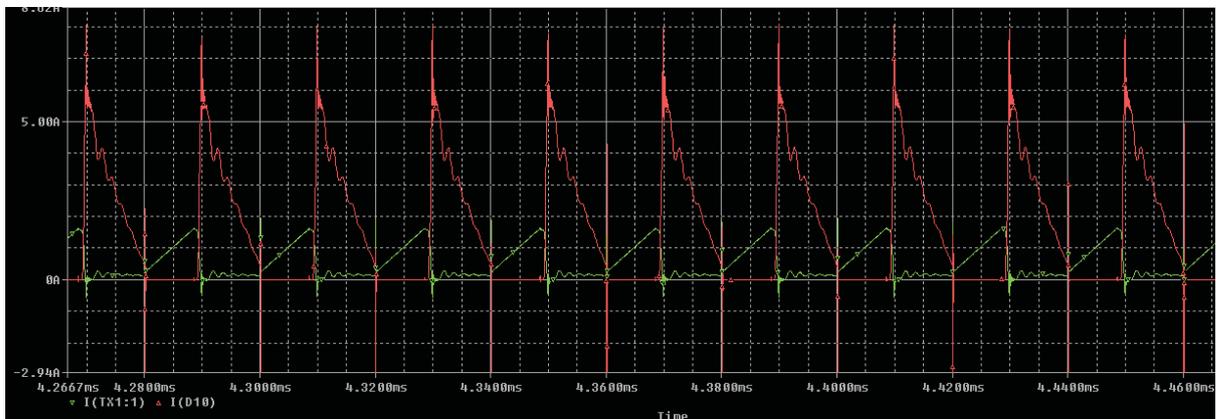


Figura 47. Corriente por el primario, I_L y por el secundario, I_D

No aparecen tiempos muertos en la imagen, y la corriente no cae por de bajo de cero (Salvo en esos pequeños picos a la hora de conmutar que no se han podido eliminar), por lo que el circuito está funcionando en la frontera entre MCC y MCD, que es otra de las especificaciones del circuito.

La siguiente imagen es similar a la anterior pero añadiendo el ciclo de trabajo para comprobar que se cumple

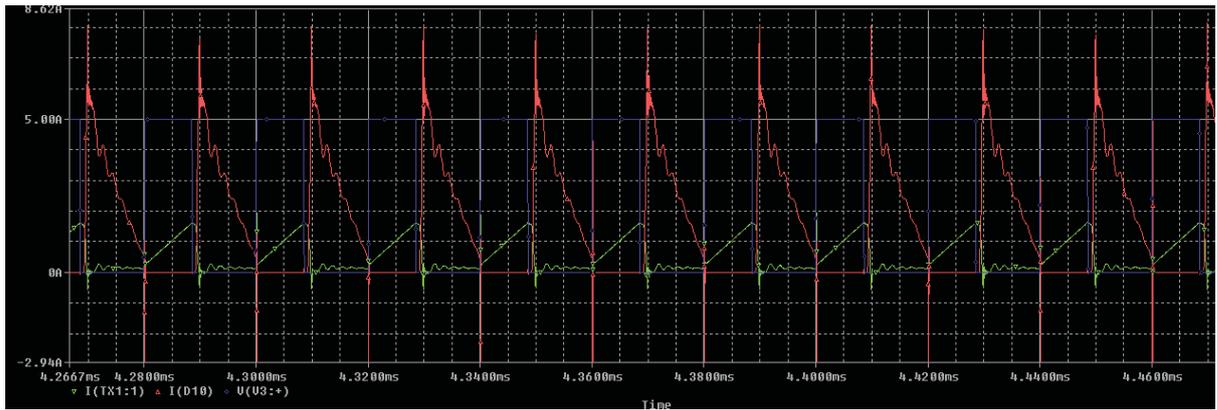


Figura 48. I_L-I_D-D

Por último las corrientes a la salida, que tendrán la misma forma que las tensiones:

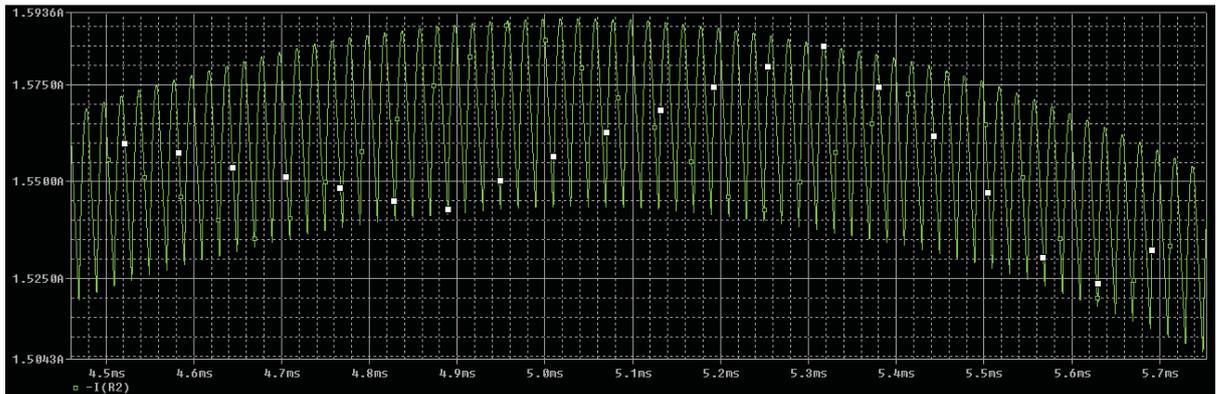


Figura 49. I_{out}

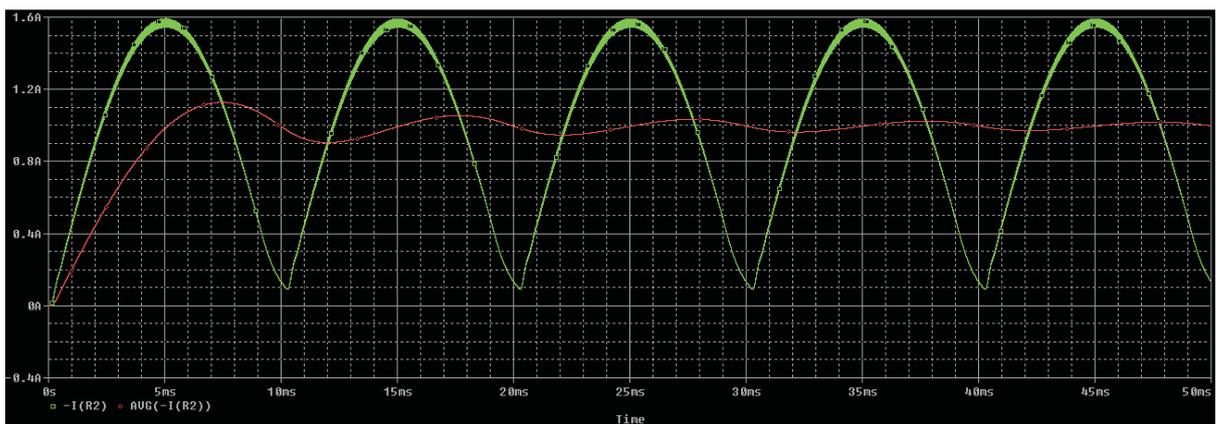


Figura 50. $I_{OUT\ MEAN}$

5.2 SIMULACIÓN CORRIENTE CONTINUA

A la hora de verificar el circuito que se construirá, habrá que probar con una tensión de seguridad el correcto funcionamiento de este. Para ello se alimentará el circuito con una fuente de tensión continua, por lo que se realizará también una simulación para analizar futuros resultados. La tensión será de 35 V, la mayor que pueden aportar las fuentes del laboratorio de potencia, y los resultados que se buscarán serán aquellos que puedan aportar pistas sobre el correcto o no funcionamiento del circuito (V_{OUT} , I_L , I_D , V_D , V_{DS} etc)

El esquema de la simulación será el mismo que en la figura 40, cambiando la fuente de tensión . Las primeras capturas son de tensión a la salida, para periodos del orden del de conmutación, y en para un periodo más amplio (20 ms)

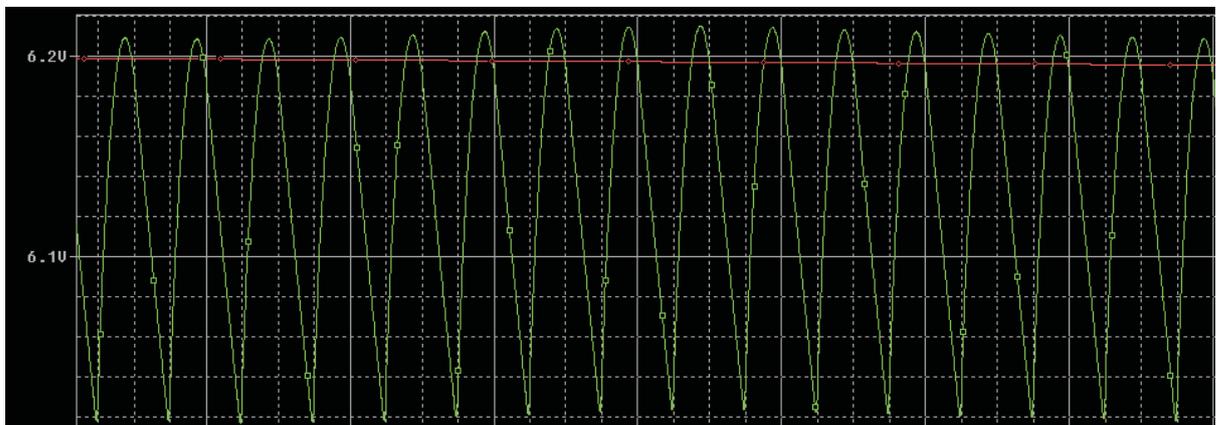


Figura 51. Tensión de salida, V_{OUT}

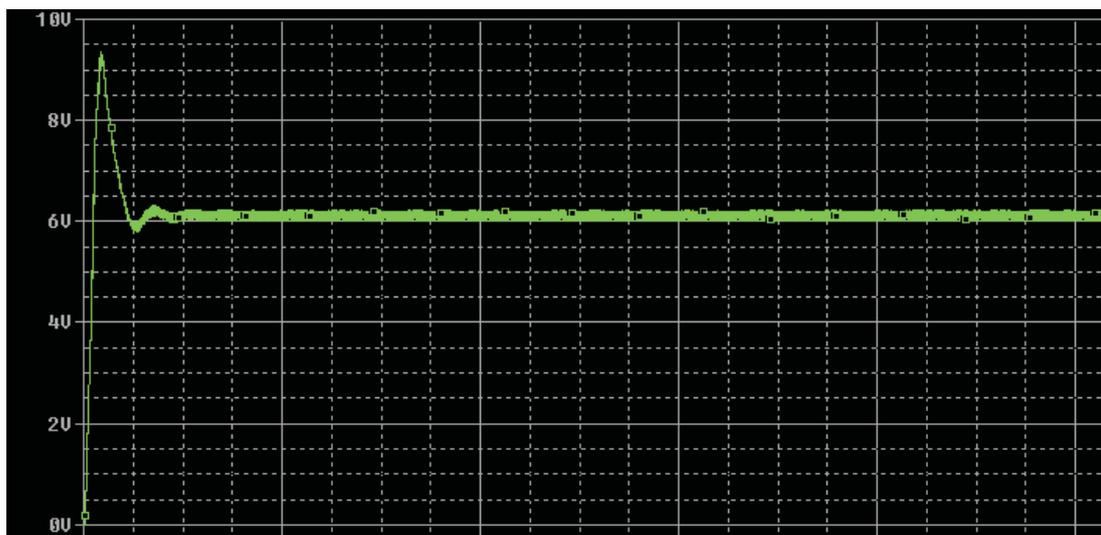


Figura 52 Vout permanente

Estas son las tensiones de diodo, transistor y la bobina

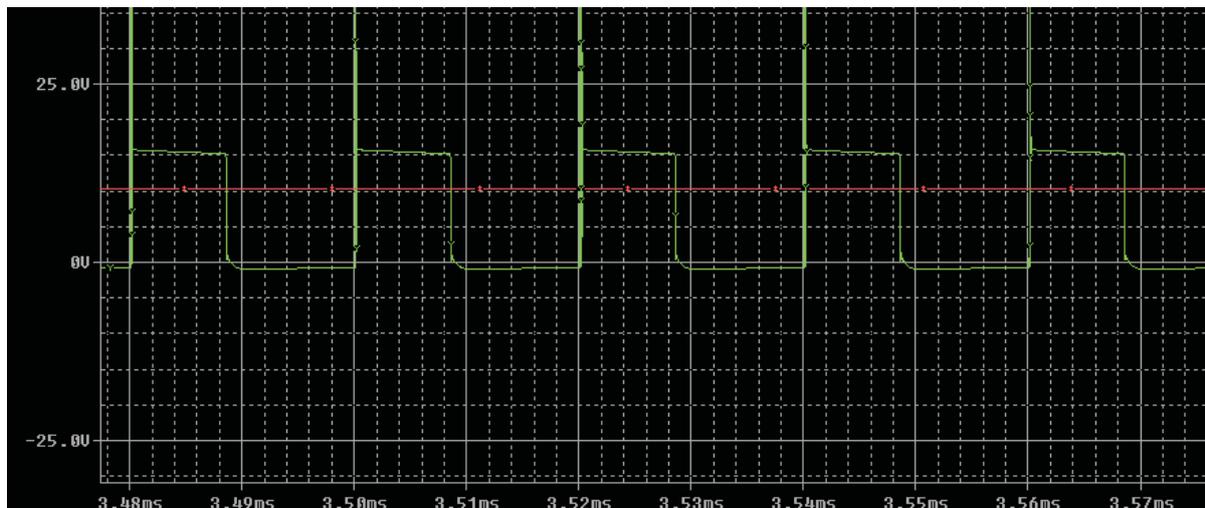


Figura 53. V_D Tensión en el Diodo

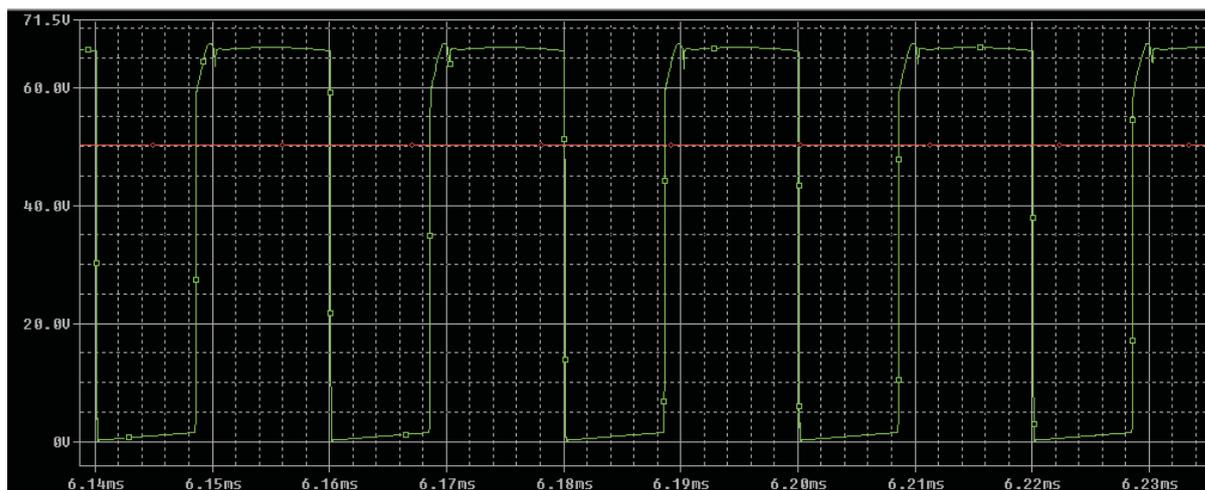


Figura 54. V_{DS} Tensión Drenador-Fuente

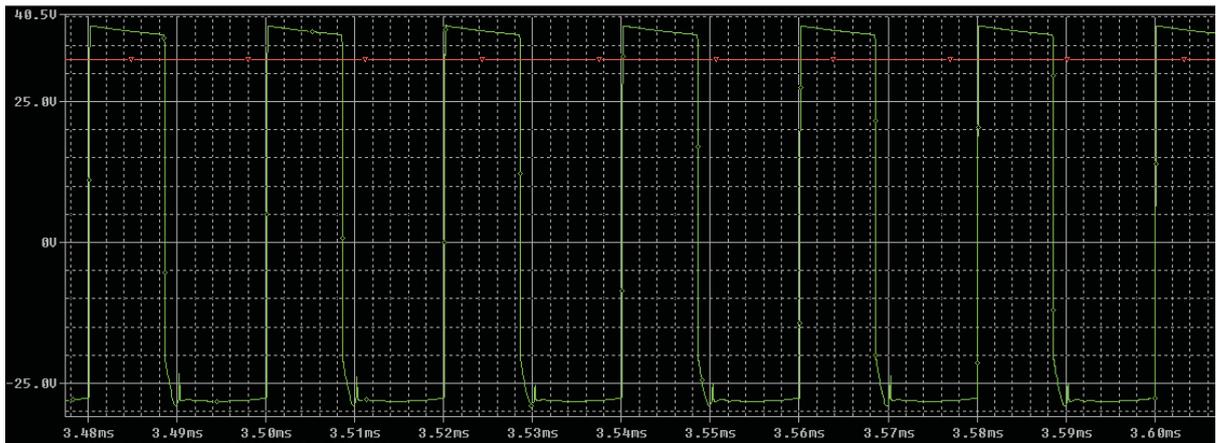


Figura 55. V_L Tensión en la Bobina

Y por último las capturas de las corrientes de la bobina (primario) en verde y del diodo (secundario) en rojo:

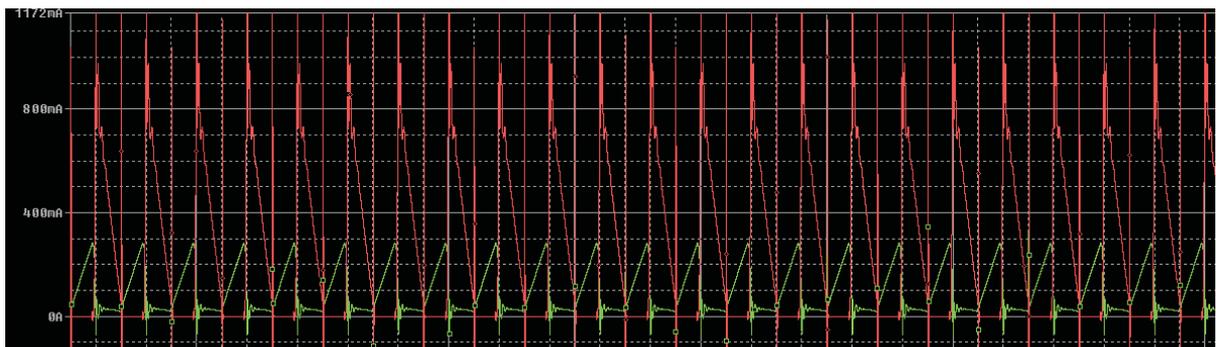


Figura 56. Corriente por el primario, I_L , y por el secundario, I_D

Una vez realizada la simulación (sobre todo la sección 8.1) y comprobado el correcto funcionamiento de la topología con los valores calculados teóricamente, se pasa a elegir los componentes comerciales que se utilizarán posteriormente en el montaje del circuito. De ello tratará el capítulo 9.

6.ELECCION DE COMPONENTES

Para comenzar a construir el convertidor se seleccionaran los dispositivos más adecuados para cada función, así como se testearán los elementos que vienen como especificación del proyecto.

6.1 CARACTERIZACIÓN DEL DIODO

Anteriormente se ha especificado el uso de un diodo Cree XLamp CXA3070 LED . El funcionamiento de este LED de alta eficiencia vendrá delimitado por la cantidad de calor que se pueda disipar, ya que se calienta enormemente. En cuanto a sus características eléctricas, se pueden obtener de la hoja de características del fabricante:

Characteristics	Unit	Minimum	Typical	Maximum
Viewing angle (FWHM)	degrees		115	
ESD withstand voltage (HBM per Mil-Std-883D)	V			8000
DC forward current	mA			2800*
Reverse current	mA			0.1
Forward voltage (@ 1900 mA, $T_j = 85\text{ }^\circ\text{C}$)	V		36.2**	
Forward voltage (@ 1900 mA, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	V			41**

Figura 57. Características eléctricas del LED

Ya que el funcionamiento del LED estará íntimamente relacionado con la temperatura a la que funcionará, para realizar las pruebas se pegara el dispositivo a un disipador de calor con una silicona termo resistente y habrá que controlar que el dispositivo no supere una temperatura de entorno a 125 grados. El rendimiento bajará según sube la temperatura como muestra la siguiente gráfica:

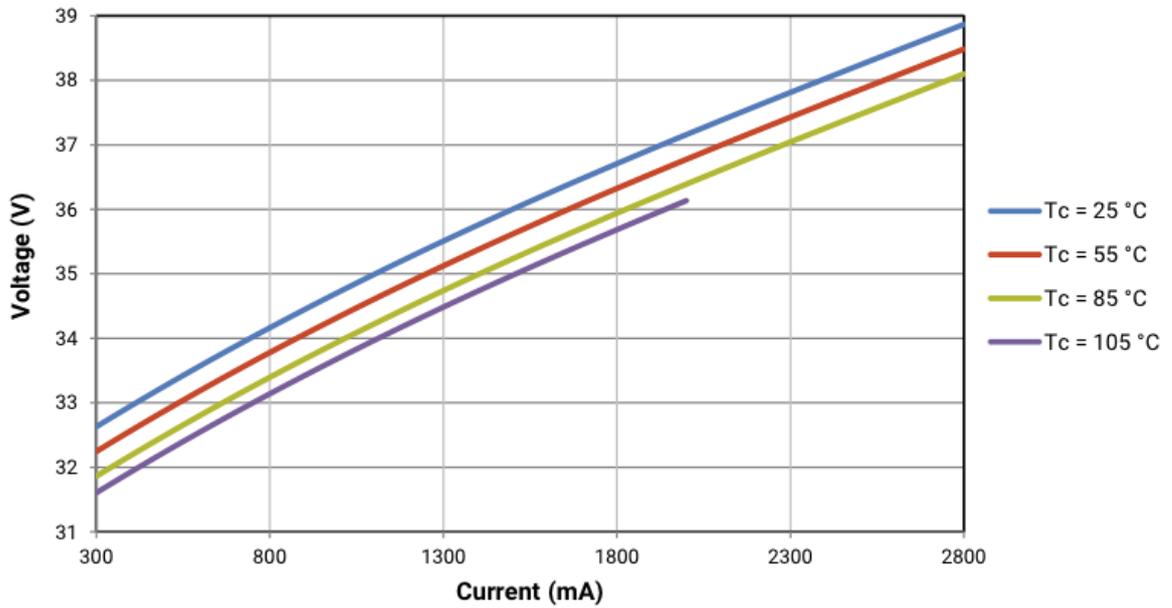


Figura 58. Rendimiento LED en función de T

Una vez estañados sendos cables a los terminales positivo y negativo para alimentar el LED, se conectará a una fuente de alimentación de corriente continua e se procederá a aumentar gradualmente la tensión del dispositivo, observando y apuntando los valores de tensión y corriente para realizar la gráfica V-I característica del LED y para observar como a medida que aumenta la corriente, lo hace también la luminosidad. A continuación se mostrará el LED conectado a la fuente de alimentación, la tabla con los resultados obtenidos y la gráfica con esos resultados.

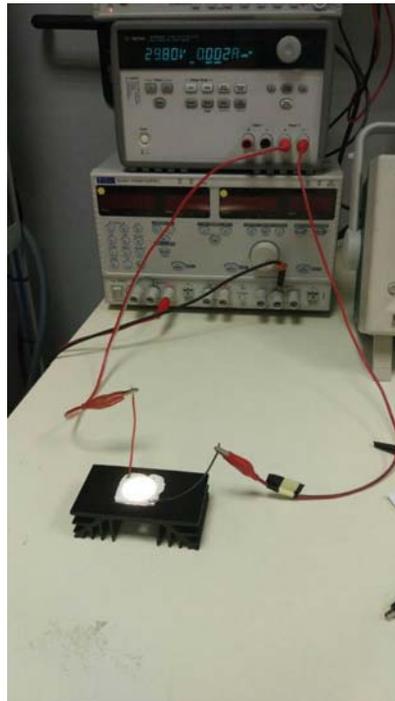


Figura 59. Prueba LED

Vf	If		
		32,4	0,219
		32,5	0,238
29	0	32,6	0,257
29,4	0,001	32,7	0,277
29,8	0,002	32,8	0,3
30	0,003	32,9	0,32
30,1	0,004	33	0,341
30,2	0,006	33,2	0,383
30,3	0,007	33,3	0,408
30,4	0,009	33,5	0,455
30,5	0,012	33,7	0,502
30,6	0,015	33,9	0,552
30,7	0,019	34	0,578
30,8	0,024	34,2	0,631
30,9	0,029	34,5	0,712
31	0,036	34,7	0,769
31,1	0,043	35	0,82
31,2	0,051	35,5	0,97
31,3	0,06	36	1,02
31,4	0,071	36,5	1,22
31,5	0,082	37	1,37
31,6	0,094	37,5	1,5
31,7	0,106	38	1,69
31,8	0,12	38,5	1,83
31,9	0,135	39	1,98
32	0,151	39,5	2,06
32,1	0,167	40	2,3
32,2	0,184	40,5	2,46
32,3	0,202	41	2,6
		41,5	2,71
		42	2,8

Figura 60. Resultados de la prueba

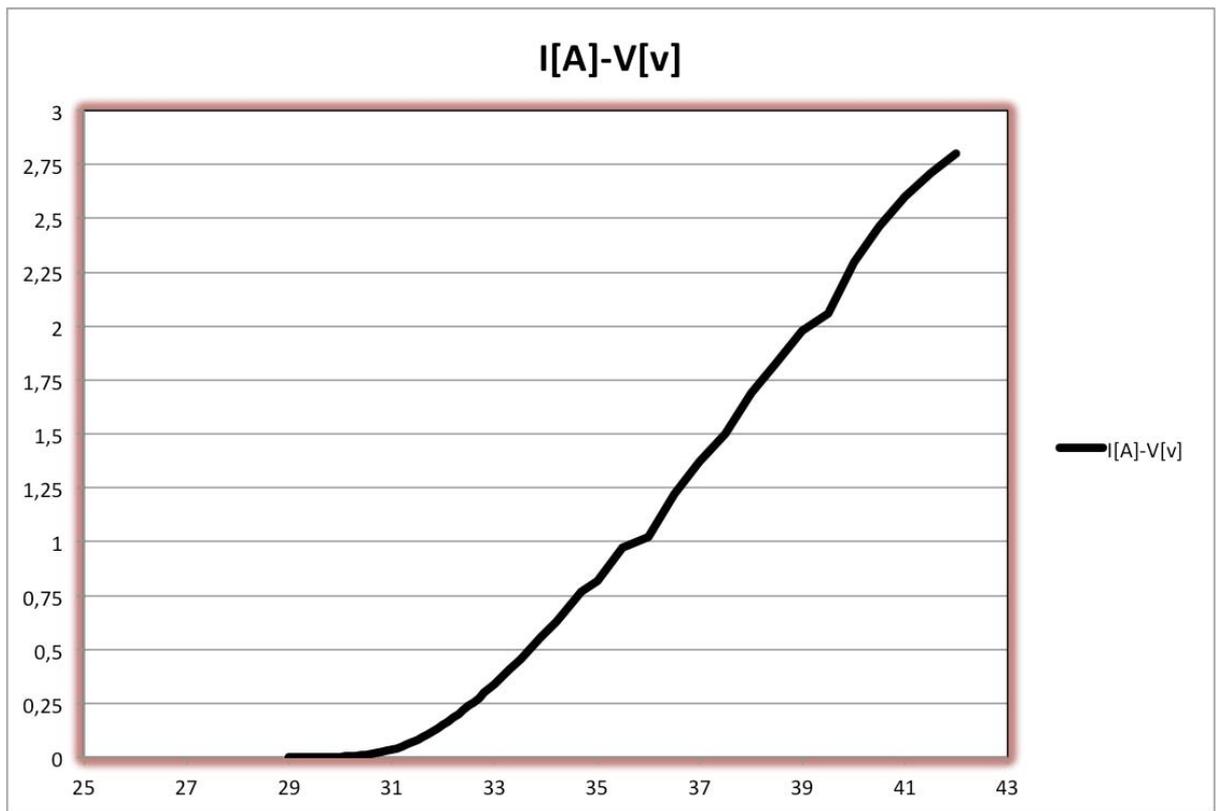


Figura 61. Curva V-I

6.2 TRANSFORMADOR

Para la construcción del transformador no será necesario calcular pérdidas en el cobre y en el núcleo, o número de vueltas de primario y secundario o diámetro del hilo. En su lugar se utilizará un software que tenemos en el laboratorio, "PXPERT"

Se introducirá el tipo de bobina, en este caso será un transformador, y se le proporciona los valores de entrada (V_{IN} , f_c , y el rizado), los valores de salida (V_{OUT} , P_{OUT}) así como la relación de transformación r_T y el ciclo de trabajo D .

Figura 62. Parámetros de entrada Trafo

El programa muestra las graficas de corriente y de tensión, que permite corroborar si el convertidor trabaja en MCC, MCD o en la frontera entre ambos.

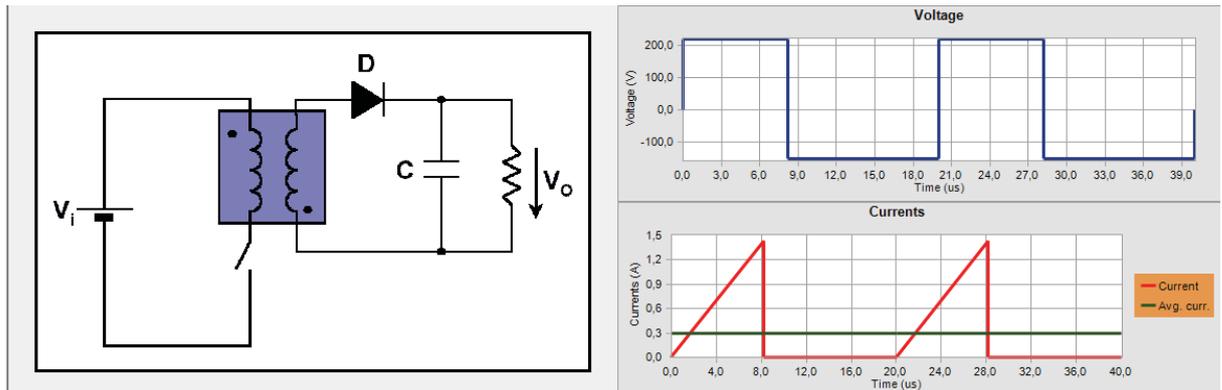


Figura 63. Corriente por el primario

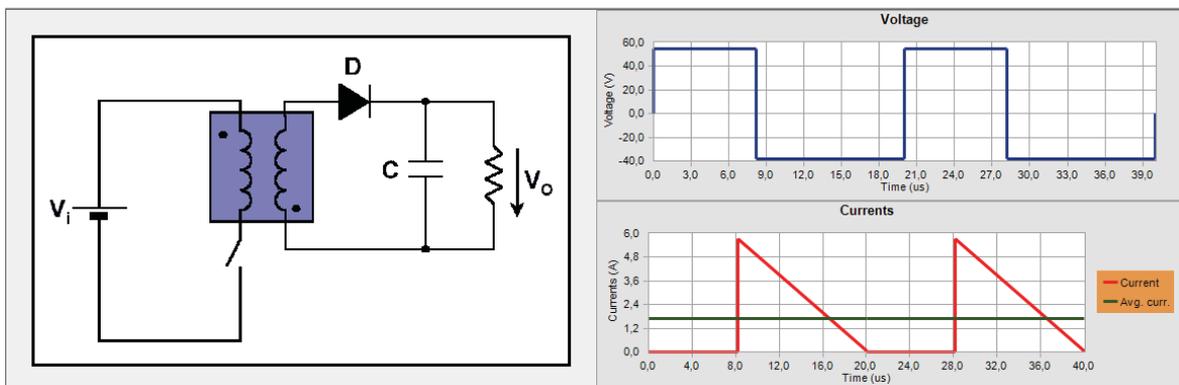


Figura 64. Corriente por el secundario

En las dos figuras mostradas anteriormente (Figuras 63 y 64) se muestra que la tensión (V_L) media tanto en el primario como en el secundario es cero, como dice la teoría. En cuanto a la corriente, si son superpuestas, se observa que una se carga hasta un valor en torno a los 9 μs , momento en el que deja de conducir (Switch off) y comienza a hacerlo el secundario. Esta corriente coincidirá con la que atraviesa al diodo, y por tanto será más alta, pero llegará a cero para que vuelva a conducir el primario. Por tanto vemos que el transformador diseñado cumplirá con las dos condiciones para trabajar en BCM: No hay tiempos muertos y la $I_{L\text{MIN}}$ es cero.

Una vez definidos los parámetros y comprobado que el transformador flyback trabaja en BCM, se pone al software a trabajar y este da varias opciones constructivas, con diferentes núcleos, opciones de llenado, diámetros de hilo y pérdidas. Se elegirá la opción con menos pérdidas.

El núcleo seleccionado es un RM14/1 de material 3C90. El cable será AWG21 y el programa también proporcionara el número de vueltas (60 en el primario y 15 en el secundario, $r_T=0,25$) y la cantidad de “capas” en las que daremos esas vueltas (serán 4 para las 60 del primario y otra para las 15 del secundario).

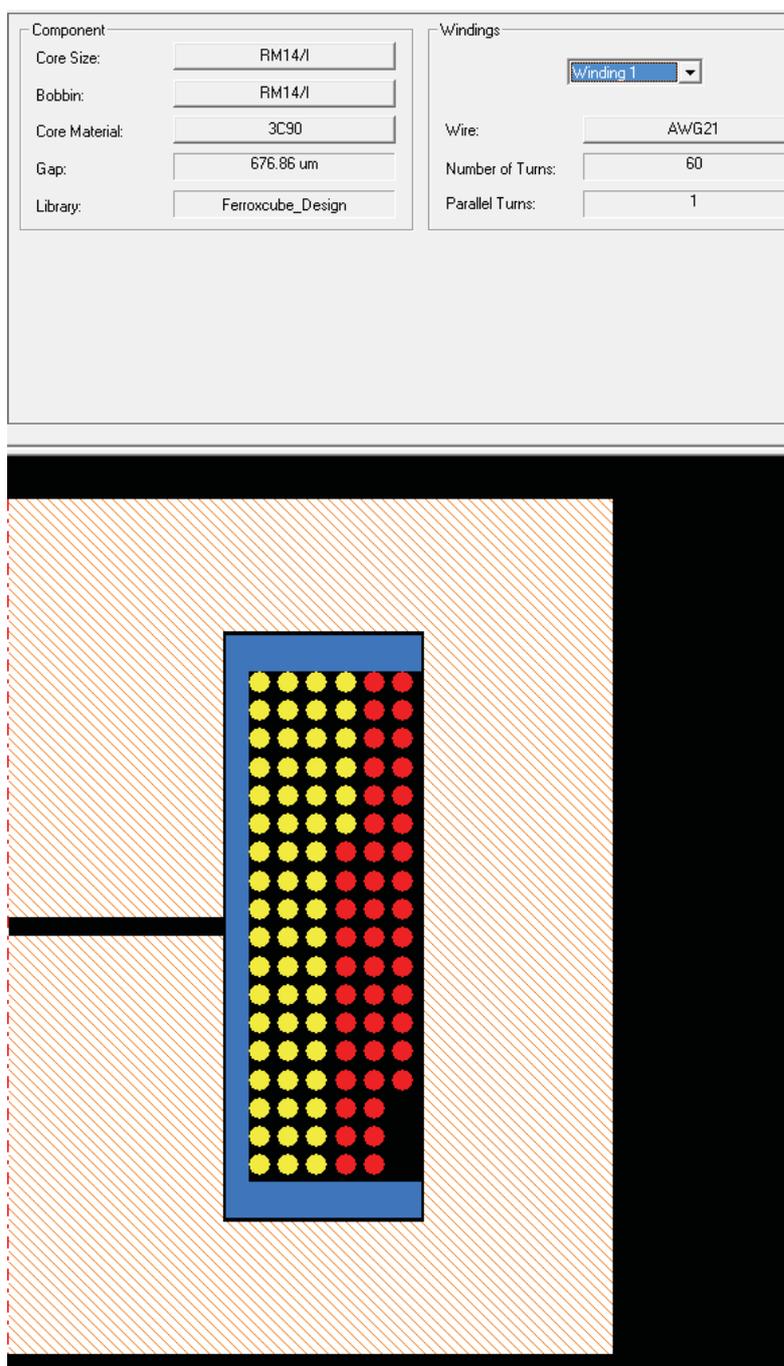


Figura 65. Estructura TRAF0

En cuanto a las pérdidas, en otra pestaña se podrán observar todos los valores para el cobre y para el núcleo así como las temperaturas óptimas y máximas de funcionamiento así como el flujo y la ocupación como muestra la figura 65.

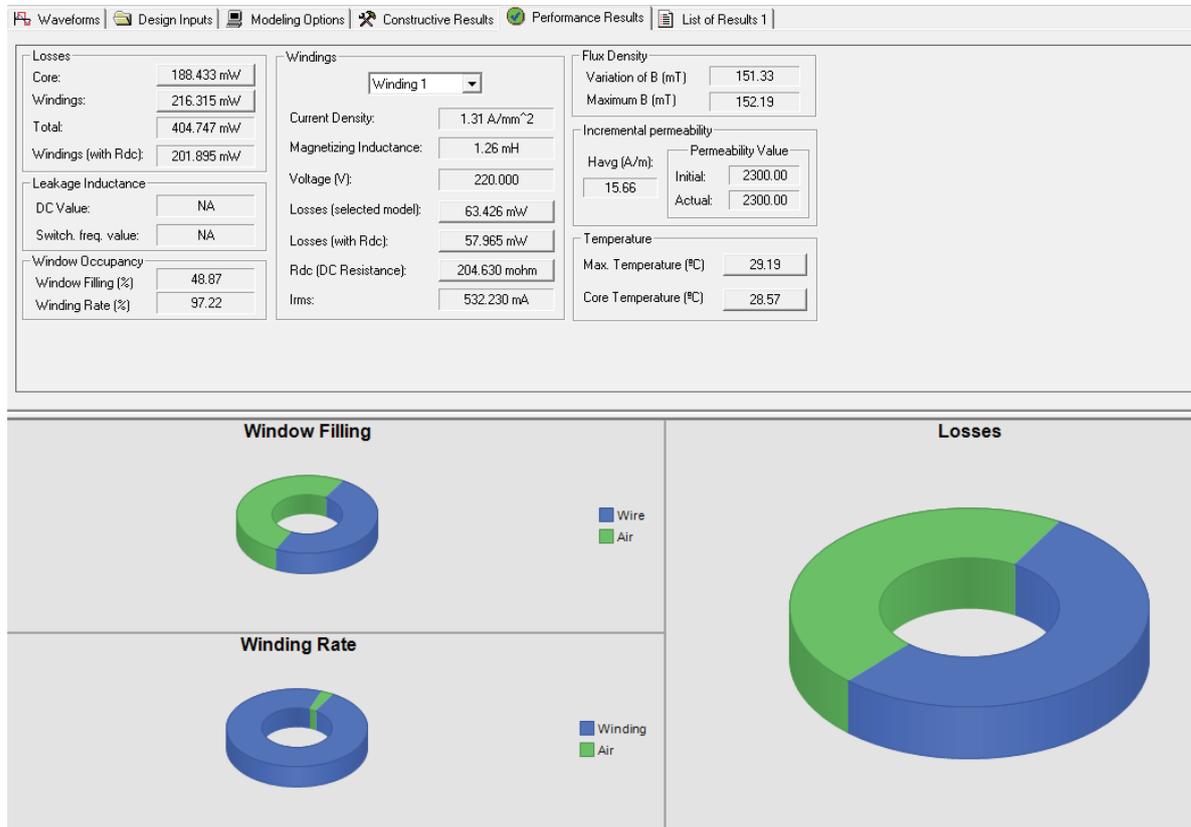


Figura 66. Perdas Trafo

Para la construcción de la bobina se unirán los núcleos, se lijarán las patillas para poder estañar el hilo de cobre seleccionado previamente, y se comenzara a bobinar, 60 vueltas tratando de no perder la tensión del hilo y de juntar cada vuelta al máximo. Se darán un par de vueltas más por seguridad antes de sacar el hilo por el extremo opuesto al que se empezó a bobinar, y se estaña a la patilla elegida. Antes de empezar a bobinar el secundario, se separará del primario con una vuelta de cinta aislante, y se repetirá el proceso.

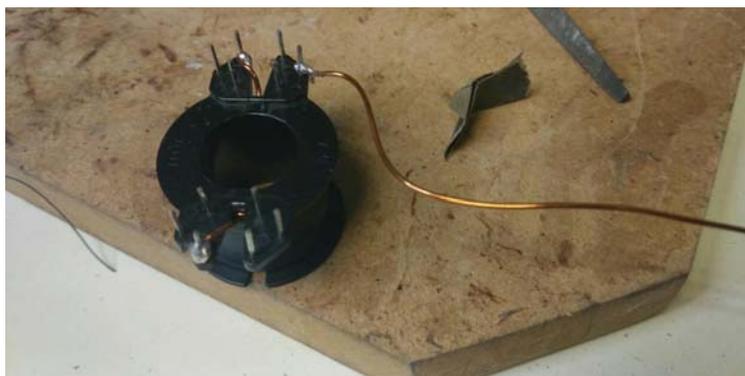


Figura 67. Proceso constructivo del TRAF0

En cuanto al Gap o entrehierro, se utilizarán trocitos de papel (DinA4) cortados en trocitos, unos por cada 0,1mm que se deban introducir a cada lado del núcleo. Se cerrará el núcleo con las grapas y se procederá a medir los valores del primario y del secundario para comprobar si el trafo ha sido bien construido :



Figura 68. Pruebas del transformador



Figuras 69 y 70. Medidas del primario y del secundario.

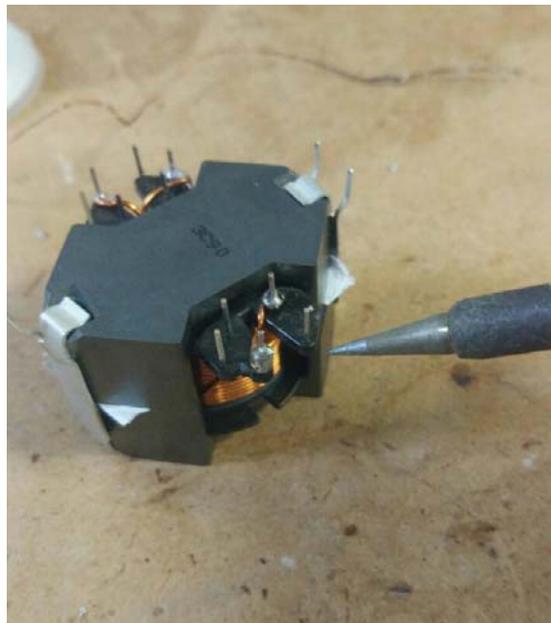


Figura 71. Aspecto final del transformador.

6.3. MOSFET

El MOSFET será una parte crucial de la aplicación, pues será el interruptor de esta. Como se especifico en el apartado teórico del convertidor Flyback, tendrá que ser capaz de aguantar la tensión Drenador-fuente, V_{DS} , que será igual a 372 Voltios (ecuación 5.36, Figura 5,35b).

El dispositivo elegido es el IPA65R190C7 en un encapsulado TO-220. Es un MOSFET de alta eficiencia, ideal para etapas correctoras del factor de potencia en aplicaciones con PWM de alta frecuencia como la nuestra, y que soportará hasta 700 Voltios de tensión V_{DS} . Sus características principales, extraídas de su datasheet, son:

Parameter	Value	Unit
$V_{DS} @ T_{j,max}$	700	V
$R_{DS(on),max}$	190	m Ω
$Q_{g,typ}$	23	nC
$I_{D,pulse}$	49	A
$E_{oss}@400V$	2.7	μ J
Body diode di/dt	55	A/ μ s

Tabla 3. Valores del MOSFET

6.4. DIODO

El otro elementos de conmutación es el diodo, que tendrá que ser capaz de aguantar unos 5 A (ecuación 5.37) además de aguantar los 50 KHz de conmutación. Se elegirá el diodo STTH8R06 que como se observa en la siguiente tabla, cumple sobradamente con las necesidades eléctricas (I_F) y de velocidad (t_{rr}).

Symbol	Value
$I_{F(AV)}$	8 A
V_{RRM}	600 V
$I_{RM} (typ)$	5.5 A
$T_j (max)$	175 °C
$V_F (typ)$	1.4 V
$t_{rr} (max)$	25 ns

Tabla 4. Valores del Diodo

También serán necesarios 4 diodos para realizar un rectificador a la hora de alimentar el circuito, estos no serán tan especiales como el anterior y simplemente tendrán que cumplir con los parámetros de Red. Se utilizarán unos MUR480

6.5. CONDENSADORES

En el convertidor Flyback se utilizará un condensador de 1uF para filtrar la salida del puente de diodos y otro de 10uF para filtrar la salida del circuito. Este último, por diseño debería ser de 14 uF, pero ante la imposibilidad de encontrarlo se ha decidido utilizar este valor, más genérico, ya que no tendrá mucha incidencia en el resultado final. En cuanto al PIC y al Driver, necesitarán más condensadores de los que se hablará mas adelante.

6.6. PIC

Se utilizará un modelo PIC18F2220, que tendrá una capacidad sobrada para leer una señal analógica y crear un tren de pulsos PWM de 50 KHz. En el apartado de implementación del programa se detallará más detenidamente el funcionamiento del controlador.

6.7. DRIVER

El driver, es el encargado de aplicar la señal del microchip hasta un valor que permita al MOSFET conmutar a la frecuencia deseada. El dispositivo elegido es el HV9910B, que permitirá trabajar en modo de parpadeo lineal constante o "Linear Dimming", o como en aplicación que estamos diseñando, variar el ancho de los pulsos mediante la entrada de

una señal PWM desde un PIC. Más adelante se mostrarán los ajustes necesarios para que el dispositivo trabaje a la frecuencia deseada así como las resistencias a añadir para el correcto funcionamiento de la aplicación.

6.8. PLACA DE CIRCUITO

Para el montaje del circuito se utilizará una europlaca VELLEMAN ECS1. Se trata de una placa agujereada que en su parte posterior esta cubierta por 2 pistas de cobre a los extremos (V_D y GND) y que tiene el resto de la cara cubierto por agujeros rodeados de cuadrados de cobre, aislados unos de otros, por lo que será muy fácil estañar elementos en el agujero y unir los diferentes puntos del circuito entre sí.

6.9. BORNEROS

Se unirán sendos borneros a la entrada y salida del circuito para facilitar el manejo de las tensiones de entrada así como la conexión del LED con su disipador al circuito.

6.10. CRISTAL

Se elegirá un reloj externo para el PIC que permita trabajar con comodidad, en este caso 20 MHz y los condensadores del valor que indica la hoja de características del PIC18F2220.

7. IMPLEMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CONTROL

Algunos componentes como el microcontrolador o el driver necesitan ser programados o ajustados para poder funcionar cuando sean añadidos en el circuito.

7.1. PIC18F2220

El micro debe realizar dos tareas principales, en primer lugar recibir unos valores de tensión y leerlos (en adelante conversión ADC) y en segundo generar una señal PWM a una frecuencia de conmutación determinada. En la hoja de características del PIC se encuentra la información necesaria para poder programarlo .

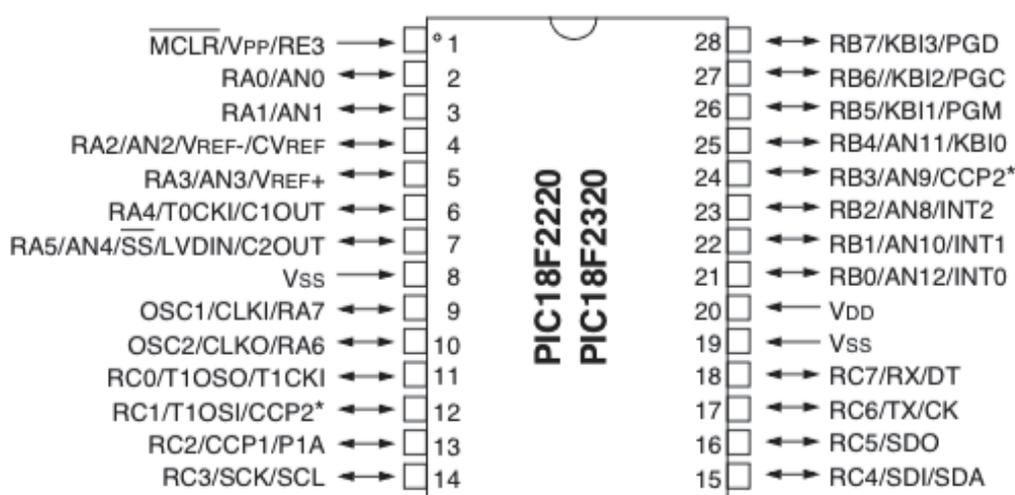


Figura 74. PIC18F2220 [5]

En primer lugar hay que tener claro como funciona este micro. Dispone de 13 canales de conversión ADC y es capaz de funcionar con cristal externo hasta 25 Mhz, además de múltiples relojes internos y tres TIMER. En esta aplicación se utilizará un cristal externo de 20 MHz y tan solo un canal de entrada Analógico. El módulo ADC del micro convertirá esta lectura Analógica, que recogerá de un potenciómetro, en una digital, y con ella se generará una señal PWM que se almacenará en el registro CCP1. El ancho de pulso de esta señal será el ciclo de trabajo de la aplicación real, por tanto cambiará en función de la lectura que haga el ADC del potenciómetro.

Los pines utilizados son:

- 1. MCLR. Será el Reset de la aplicación. En valor alto funciona y a "0" se resetea.

- 2. AN0. Será la entrada analógica, recogerá un valor en voltios del potenciómetro.
- 5. VREF. Es la tensión de referencia del micro.
- 8. Vss. Tierra.
- 9. OSC1. Es la entrada del reloj de 20 MHz.
- 10. OSC2. Es la salida del cristal de 20 MHz.
- 13. RC2/CCP1. Puerto de salida de la señal PWM.
- 19. Vss. Tierra.
- 20. VDD. Alimentación (5 Volts).

A la hora de programar el PIC, lo primero que habrá que tener en cuenta es la resolución con la que se contará en la operación PWM:

$$R_{PWM} = \frac{\log\left(\frac{F_{OSC}}{F_{PWM}}\right)}{\log(2)} = \frac{\log\left(\frac{20 * 10^6}{50 * 10^3}\right)}{\log(2)} = 8'64bits \quad (7.1)$$

Siendo F_{OSC} es la frecuencia de oscilación del cristal y F_{PWM} la frecuencia de oscilación de la aplicación. La resolución máxima es por tanto de 8 bits.

Para seguir configurando el PWM, tendremos que dar valor al registro PR2 el "Prescaler value" del registro del Timer2, para lo que se usará la siguiente ecuación:

$$T_{PWM} = ((PR2) + 1) * 4 * T_{OSC} * (TMR2 PRESCALER) \quad (7.2)$$

Conociendo $T_{PWM}(1/50000)$ y $T_{OSC}(1/20*10^6)$, se puede fijar el valor del Prescaler en 4, y así conseguir el valor PR2=99.

En cuanto al ADC, tenemos que configurar el T_{AD} , este ha de ser mayor de 1,6 uS, luego:

$$T_{AD} = T_{OSC} * N > 1,6 \mu S \quad (7.3)$$

N configurará el reloj de conversión. Este PIC además de los clásicos 8,16 y 32 ofrece la posibilidad de poner N=64

$$T_{AD} = T_{OSC} * 64 = 3,2 \mu S > 1,6 \mu S$$

Por último antes de comenzar a programar, habrá que seleccionar el tipo de reloj externo que vamos a utilizar, en este caso HS, ya que con el simulador XC8 de microchip la instrucción XTAL__= 20MHz, solo valdrá para la simulación. La ruta será Window→PIC Memory Views→ Configuration Bits. Se abrirá una consola en la que además del oscilador,

se podrán configurar el resto de bits del registro 14. Se podrá generar una lista y adjuntarla al código, como se muestra en el anexo con el código del programa.

7.1.1. PROGRAMACIÓN

El software utilizado para programar el PIC será el MPLAB IDE de MICROCHIP. El código estará basado en 3 funciones además de la principal o Main. La primera será una función de inicialización, INIT, en la que se configuraran los registros TRIS, los puertos como entrada y salida, se deshabilitarán las interrupciones, se pondrá el ciclo de trabajo inicial nulo, y se dará valor a PR2 y resto de parámetros para generar pulsos PWM, además de configurar el módulo ADC.

```
//3. Configuración del CCP1 en modo PWM, habilitar TMR2
CCP1CON=0b00001100; //Como PWM
CCPR1L=0b00000000; //Y ciclo de trabajo inicial nulo
/*
* Fijamos Tpwm=1ms con Fosc=20MHz -> Tosc=0.05us
* Usamos Preescaler TMR2=1:4
* Tpwm=[(PR2)+1]*4*Tosc[Preescaler TMR2] -> PR2=99
*/
PR2=99;
T2CON=0b00000101; //TMR2=ON; Preescaler=1:4
//4. Configuramos modulo A/D
ADCON0=0b00000000; /// canal 0 / ADON=0
ADCON1=0b00011011; //Vref;Vss;AN0-3
ADCON2=0b10001110; //Right just; 2TAD;Fosc/64
};
```

Figura 75. Configuración PWM/ADC

La siguiente función será la de lectura de datos analógicos y conversión en digital. Se llamará READADC, y se le mandará de argumento el canal, en este caso el cero, a la hora de ser llamada.

```

unsigned int ReadADC(unsigned char Channel)
{
  __delay_us(7); //Tiempo de espera entre conversiones >2TAD
  ADCON0bits.CHS=Channel;
  ADCON0bits.ADON=1;
  __delay_us(20); //Tiempo de espera de carga del condensador
  ADCON0bits.GO=1; //Iniciamos conversión
  while(ADCON0bits.GO){}; //Esperamos fin de conversión
  return (ADRESH << 8)+ADRESL;
};

```

Figura 76. Función READADC

Para el PWM se creó una función llamada SETPWM(), que recibirá una variable llamada DuttyCycle. Esta función almacenará el valor del ciclo de trabajo en los bits especificados en la hoja de características.

```

void SetPWM(unsigned int DuttyCycle)
{

  CCP1CONbits.CCP1Y=DuttyCycle; //1 LSB
  CCP1CONbits.CCP1X=(DuttyCycle>>1); //2 LSB
  CCP1L=(DuttyCycle>>2); //MSB
  return;
};
//-----

```

Figura 77. Función SETPWM

Por último la función principal, en la que se leerá el valor de ADC , se harán las cuentas para fijar un ciclo de trabajo y generar el pulso, y se bloqueará el valor del ciclo de trabajo en 0,45, que en el circuito se equiparará con 2,8 A de corriente por el LED, el máximo valor que tolera.

```

void main(void)
{
//Variables locales
unsigned int VADC=0;
unsigned int D=0;
unsigned int DuttyCycle=0;
//Inicializacion y configuracion del PIC
Init();
while (1){
//Limitamos el D=0,45 por la seguridad del LED
VADC=ReadADC(0);
if (VADC<76){
VADC=76;
}
if (VADC>255){
VADC=76;
}

DuttyCycle=256-VADC;

//Actualizamos ciclo de trabajo
SetPWM(DuttyCycle);
__delay_us(TS); //Esperamos TS us

}return;
}

```

Figura 78. Función Principal.

7.1.2. SIMULACIÓN

Para simular el código continuaremos con el Software MPLAB XIDE de microchip. Lo que realmente interesa conocer será el valor del registro CCP1 en cada momento, pues este almacenará el valor de la variable *DuttyCycle* que en el circuito saldrá por el pin RC2. También es interesante conocer el valor de la frecuencia PWM, que será nuestra frecuencia de oscilación en el convertidor. El software dispone de una herramienta llamada “*Logic Analyzer*” que nos mostrará en una gráfica el valor del registro o puerto que solicitemos.

Se seleccionará el PIN RC2 para conocer así el valor del PWM.

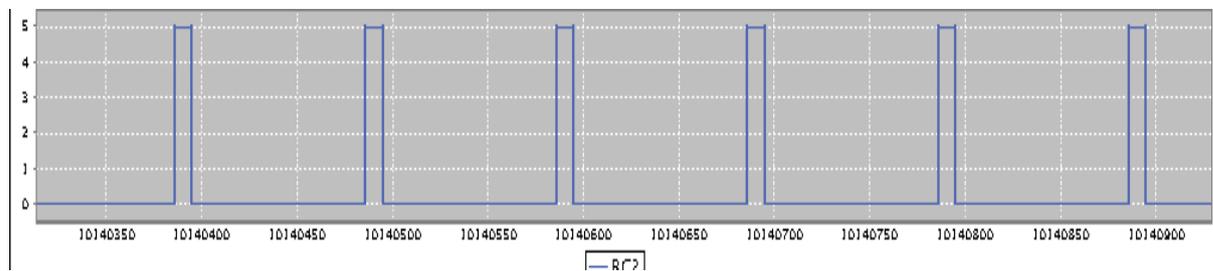
Por otro lado, para simular las lecturas del ADC habrá que utilizar la herramienta “*stimulous*”. Como su nombre indica se trata de unos valores que se fijarán en el Pin seleccionado (AN0) en este caso, y que dispararán un estímulo a ese canal del valor seleccionado.

Fire	Pin	Action	Value	Units	Comments
→	ANO	Set Voltage		56 mV	D=0.5--> Limitado a 0,45
→	ANO	Set Voltage		76 mV	D=0,45
→	ANO	Set Voltage		96 mV	D=0,4
→	ANO	Set Voltage	116	mV	D=0,35
→	ANO	Set Voltage		136 mV	D=0,30
→	VREF+	Set Voltage		1 V	Vref
→	ANO	Set Voltage		700 mV	Limitado a D=0,45

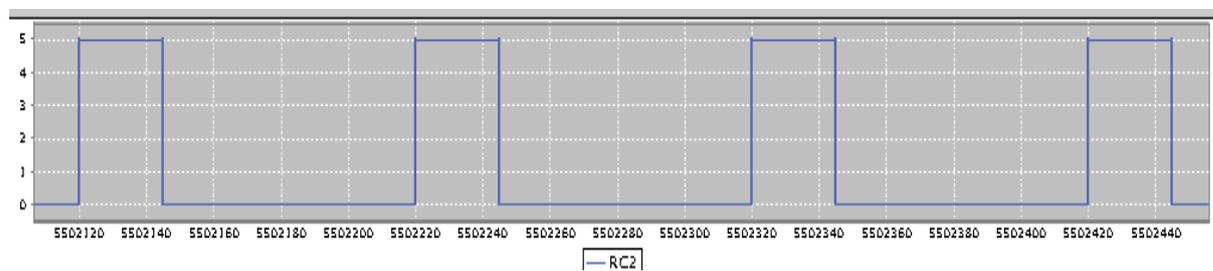
Figura 79. Estímulos

A continuación se muestran algunas lecturas importantes:

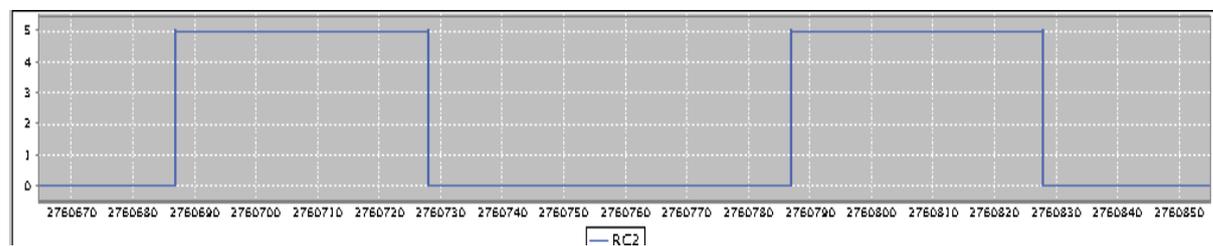
D=0,1



D=0,25



D=0,41



7.1.3. CARGA DE ARCHIVOS

Tras programar el PIC en el ordenador, se utiliza el Software MPLAB IPE para cargarlo en el dispositivo 18f2220 físico. Para ello contaremos con el KIT MPLAB ICD2 que nos permitirá conectar en microprocesador a nuestro PC y cargar los archivos creados.

En primer lugar, se introduce el PIC en las rejillas y se conectan los cables haciéndolos coincidir con los pines del dispositivo.

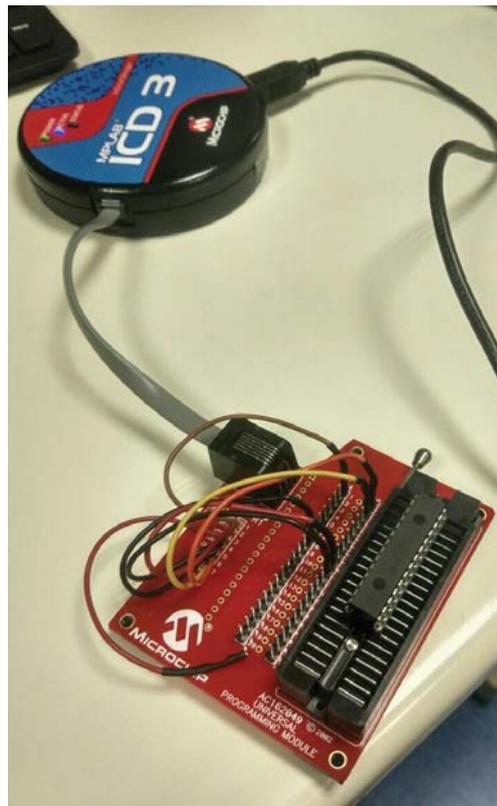


Figura 80. Herramienta ICD3.

Para guardar programar el código diseñado en el dispositivo, se abre el IPE y se selecciona el modelo PIC18F2220, se conecta y comprueba que el dispositivo no tiene otro programa grabado en el botón blank check. Si así fuera, se borraría (Erase) y volvería a comprobar. Para cargar el programa se tendrá adjuntar el archivo .HEX del proyecto creado en MPLAB IDE y clicar sobre program. Una vez cargado se verifica y comprueba que no hay errores.

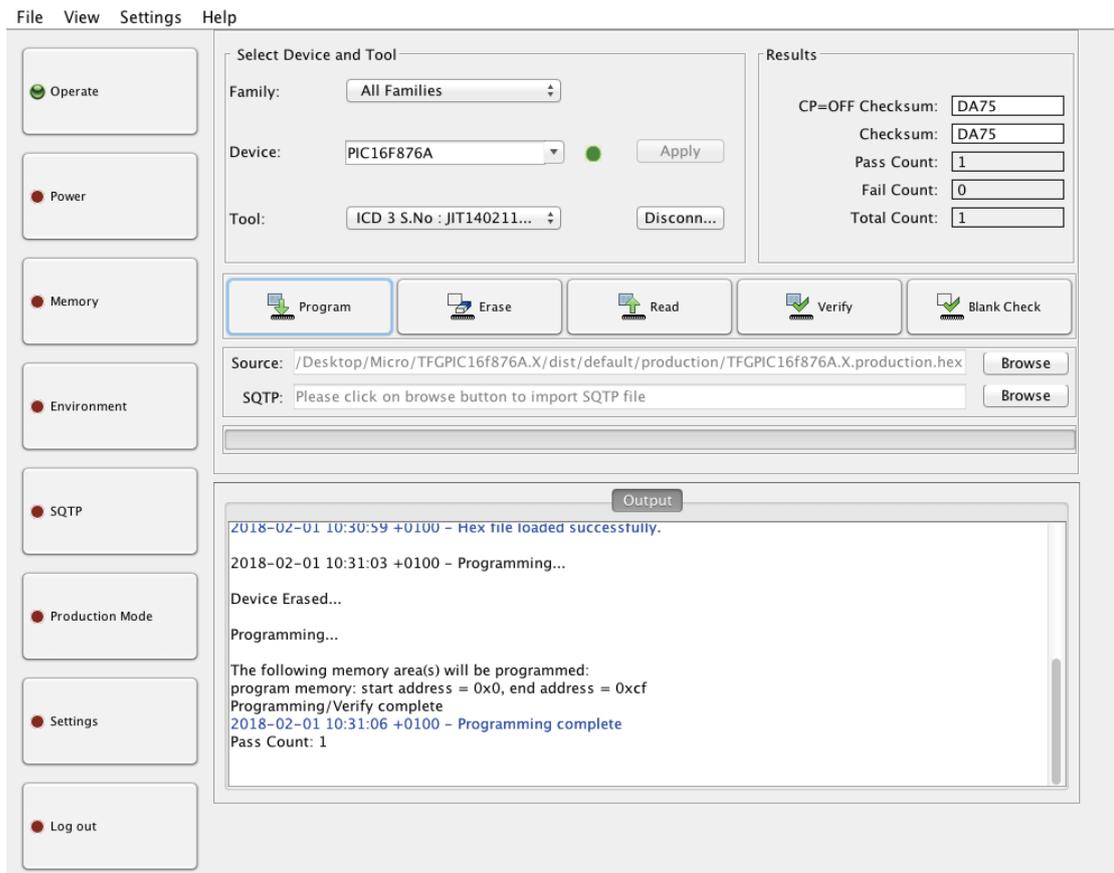


Figura 81. Vista del menú MPLAB IPE

7.1.4. VERIFICACIÓN

Antes de comenzar con el montaje en la placa del circuito, se comprueba que el PIC no sufre ningún daño y realiza correctamente sus funciones. Para ello se montará sobre un ladrillo, alimentado a 5 voltios y se conectarán a sus pines todo lo necesario para la generación del pulso PWM, esto es, la alimentación y las tierras, unidas por un condensador, un cable desde la alimentación (5V) al PIN 1 de RESET, para conseguir siempre valor alto y que por tanto el dispositivo funcione, El cristal de 20 MHz y los 2 condensadores que necesita y un divisor de tensión para conseguir la VREF deseada. Además por el PIN 2 se introducirán valores de tensión desde una fuente de tensión y se medirá la respuesta del PIC ante esos cambios de tensión colocando un osciloscopio en el PIN RC2. Se observan resultados similares a la simulación.

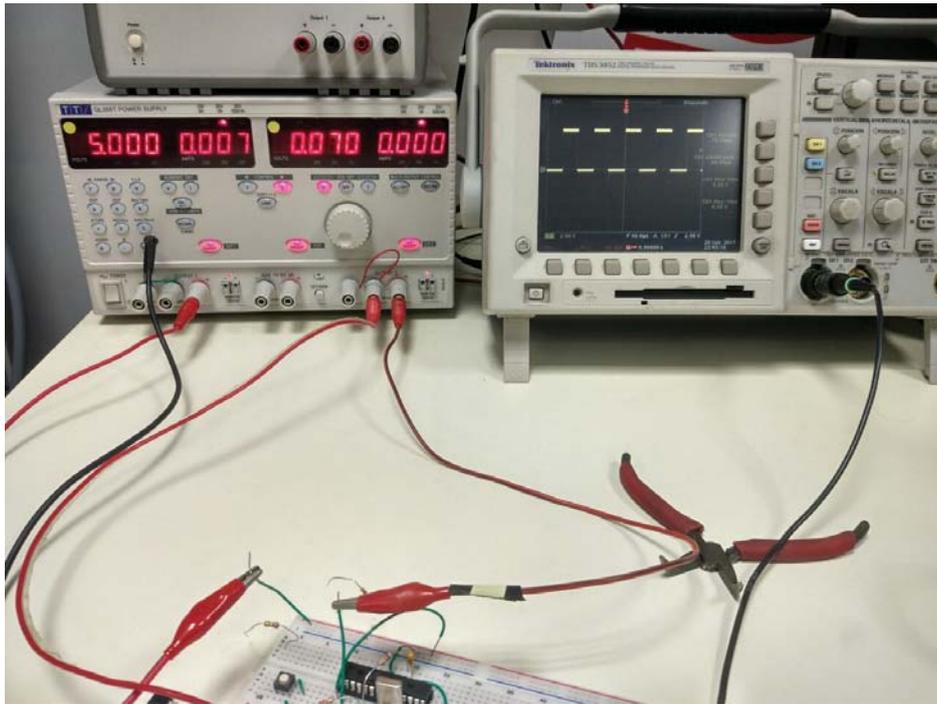


Figura 82. Verificación PIC

7.2. DRIVER HV9910B

El HV9910B es el dispositivo electrónico, que conectado al MOSFET, regulará la cantidad de potencia que se entrega al LED, en este caso mediante un control de corriente en lazo abierto. Este IC (circuito integrado), puede ser programado para operar a una frecuencia constante, como será nuestro caso, o con tiempos muertos constantes. Puede ser alimentado hasta 420 Voltios de continua desde la entrada del circuito por lo que no será necesario una fuente de alimentación externa. Además ofrece la posibilidad de aceptar una señal PWM que lo controle, como será nuestro caso, o por el contrario realizar una operación de parpadeo constante.

Para configurar el driver, sólo habrá que variar 4 entradas, además de la tensión de entrada, que se conecta directamente a la entrada del Flyback, pues una vez rectificada y filtrada la tensión de entrada, esta no deja de ser una tensión DC con un rizado muy grande, y su valor es perfectamente soportable por este dispositivo. El integrado se conectará también a tierra, y en función de lo que hagamos con el Pin LD y el PWMD elegiremos un tipo de dimming u otro. Para nuestra aplicación el ajuste del driver es como muestra la figura:

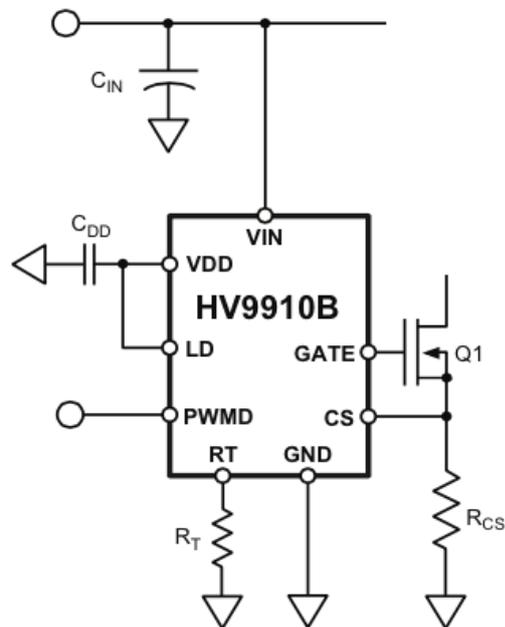


Figura 83. HV9910B

- VDD. Es la alimentación de los circuitos internos. Se fija internamente con la ayuda de un regulador desde V_{IN} como se observa en la figura 63. Este Pin será puenteado a tierra con condensador.
- Gate. Es la salida que será conectada al terminal Gate del MOSFET.
- GND. Tierra
- LD. “*Linear Dimming*” en esta aplicación se puenteará a VDD
- PWMD. Es la entrada del PWM de la pata RC2 del PIC
- CS Es el detector de corriente que baja por el MOSFET cuando este esta cerrado desde la inductancia magnetizante. Se conecta entre el terminal Source (S) del MOSFET y una resistencia de sensado R_{CS} , que a su vez se conectará a tierra. La resistencia se calcula en función de la corriente que recibirá el LED:

$$R_{CS} = \frac{0,25V}{1,15 * I_{LED}} = \frac{0,25}{1,15 * 2,8} \approx 78mohm \quad (7.4)$$

Se utilizarán los 2,8 A máximos a los que podrá funcionar el LED por seguridad.

- RT. Configura la frecuencia de Oscilación, en este caso 50 KHz. Para operar en “*Linear Dimming*” se conectará un resistencia R_T entre este Pin y el pin Gate. Para funcionar en PWMD se conectará entre R_T y tierra.

$$T_{osc} = \frac{R_T(K\Omega) + 22}{25} \rightarrow R_T = 478K\Omega \quad (10.5)$$

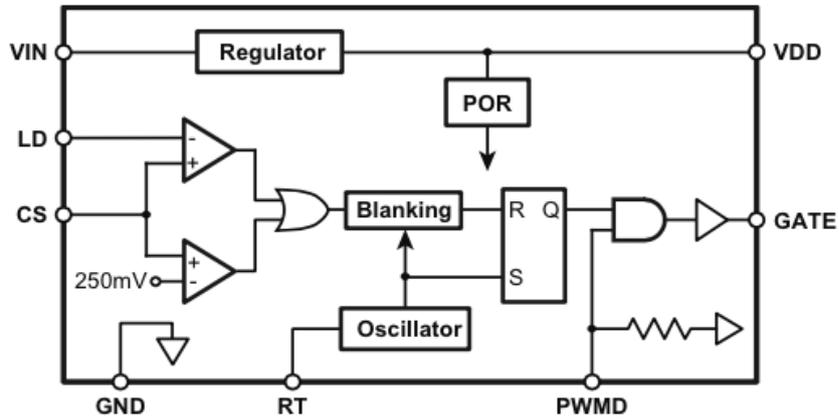


Figura 84. Diagrama de funcionamiento interno HV9910B

7.3. ENCAPSULADOS

Antes de comenzar el montaje se observa la imposibilidad de montar directamente el driver sobre la placa por el formato de encapsulado de este, muy pequeño para ello. Por tanto se procederá a Soldar cada pin a la pista correspondiente de un zócalo ARIES utilizado para la ocasión:



Figura 85. Driver y su soporte.

Además por seguridad para el componente tampoco se soldará el PIC directamente a la placa, sino que se introducirá en un soporte con el mismo número de pines y será este el que se suelde, por si en algún momento hay que cambiar o reprogramar el PIC.

8. MONTAJE

Como se ha explicado anteriormente, el soporte utilizado para montar nuestro circuito será una Europlaca ECS1 de Velleman. Como se puede apreciar los agujeros de los que dispone serán muy pequeños para algunos componentes como los diodos del Rectificador, los pines del transformador o los borneros, por tanto se ubicarán los componentes sobre la placa y se marcarán los lugares que necesiten ser taladrados para posteriormente hacer los agujeros necesarios. Además se taladrarán las 4 esquinas para introducir los soportes del circuito. Una vez acondicionada la placa se comienza a montar el circuito, se comenzará por el bloque de control del transistor, por concentrar la mayor cantidad de elementos, y la necesidad de generar pistas de alimentación.

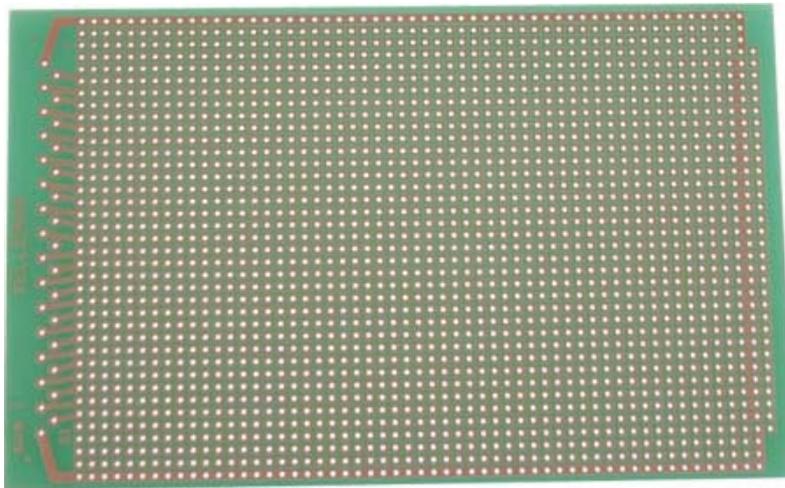


Figura 86. Europlaca Vellemans

8.1. MONTAJE DEL CIRCUITO DE CONTROL

El microcontralador es el elemento más sensible, ya que genera señales de muy alta frecuencia que tendrán que llegar al resto de elementos del circuito con el menor ruido e interferencias posibles. Al igual que en el plano de la sección Anexos, se ubicará en la esquina inferior derecha. Se comenzará por puentear los pines 19 y 20 de alimentación con un condensador de baja ESR para eliminar ruidos. A partir de aquí llevamos sus respectivas pistas a los extremos de la placa (+5Volt-GND). A continuación se implementa el reloj externo, conectándolo a los Pines 9 y 10 conectándole los condensadores necesarios como muestra el siguiente esquema:

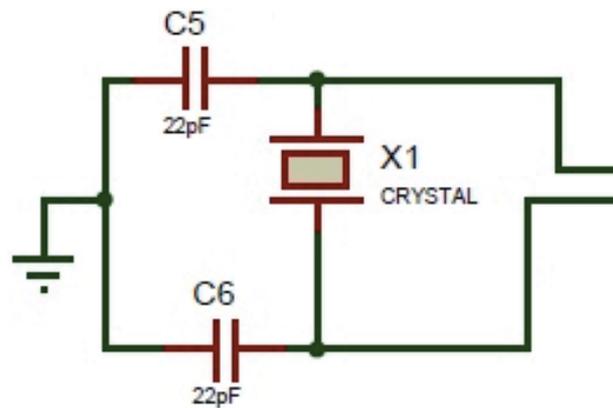


Figura 87. Conexión Cristal.

En el Pin 5, VREF se implementa un divisor de tensión con dos resistencias de 4,7K y 1,2 K desde la alimentación del circuito a tierra, para conseguir así una tensión aproximada de 1 Voltio.

En el Pin 1 será necesario introducir el Reset, para lo que se usará un botón y dos resistencias. Se conecta una resistencia de 10 K desde la alimentación hasta una pata del circuito. Sin apretar el botón y con la ayuda de un multímetro, se mide con que otra pata del botón existe continuidad, a esta se le unirá una segunda resistencia de 100 K que irá también conectada al Pin 1 del PIC. Los otros pines del botón son conectados a tierra, así cuando el circuito este en funcionamiento, la corriente circulará desde la alimentación al Pin 1 del PIC, pasando por las dos resistencias y los pines del botón a las que están conectadas. Cuando el botón es pulsado, la corriente se desviara a la otra pata conectada a tierra, llegando un cero al PIC mientras el botón este pulsado y haciendo por tanto un "Reset".

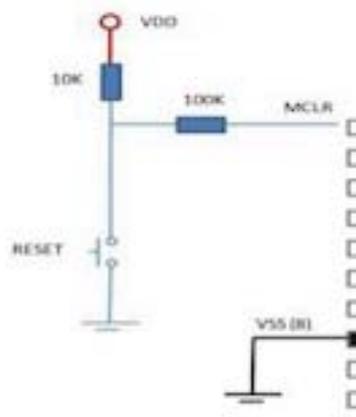


Figura 88. Implementación del Reset

El Pin 2, la entrada analógica del circuito, recibirá su nivel de tensión desde un potenciómetro de 10K. Este está conectado a tierra por un lado y a un divisor de tensión desde la alimentación que proporciona un voltio, mucho más acorde a los niveles de tensión que son necesarios para el funcionamiento del circuito que los 5 voltios de la alimentación. La resistencia variable está conectada al pin 2 y entregara de 0 a 1 voltio al ADC.

Una vez comprobado que no hay ningún cortocircuito y que existe continuidad entre los diferentes puntos en los que debe haberla, se alimenta este “mini circuito” y se comprueba en el osciloscopio que por el Pin RC2 sale una señal PWM que varía su ancho de pulso en función de cómo gire el potenciómetro.

Una vez hecha la prueba se prosigue con el montaje del driver con los valores de resistencia calculados anteriormente en la sección 10.2. Para habilitar el modo PWM se puentea V_{DD} con LD y a tierra, y se conecta R_T mediante su resistencia también a tierra. V_{IN} la Puerta del MOSFET serán habilitados cuando se monte la zona correspondiente al primario del transformador.

8.2. MONTAJE FLYBACK

El montaje del resto de convertidor se realiza desde los borneros de la entrada V_{IN} a los de la salida V_{OUT} , comprobado la continuidad de punto a punto y que no existe ningún cortocircuito. Ante la imposibilidad de encontrar un condensador de 14 μF , se ha optado por un valor más genérico de 10 μF a la salida.

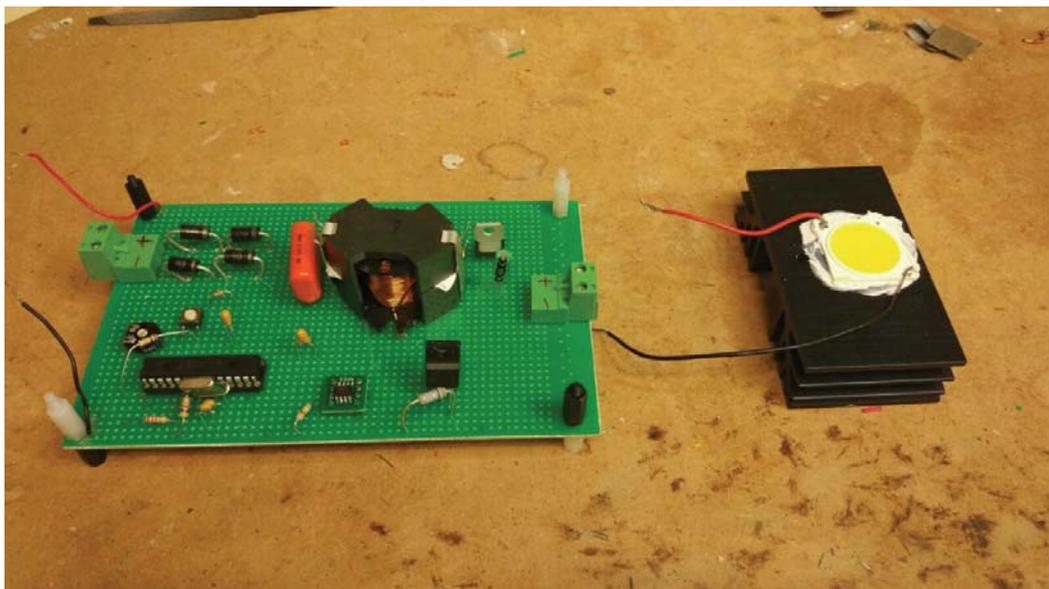


Figura 89. Aspecto del circuito

Posteriormente se han añadido los snubber del primario y del secundario y el resultado es el siguiente

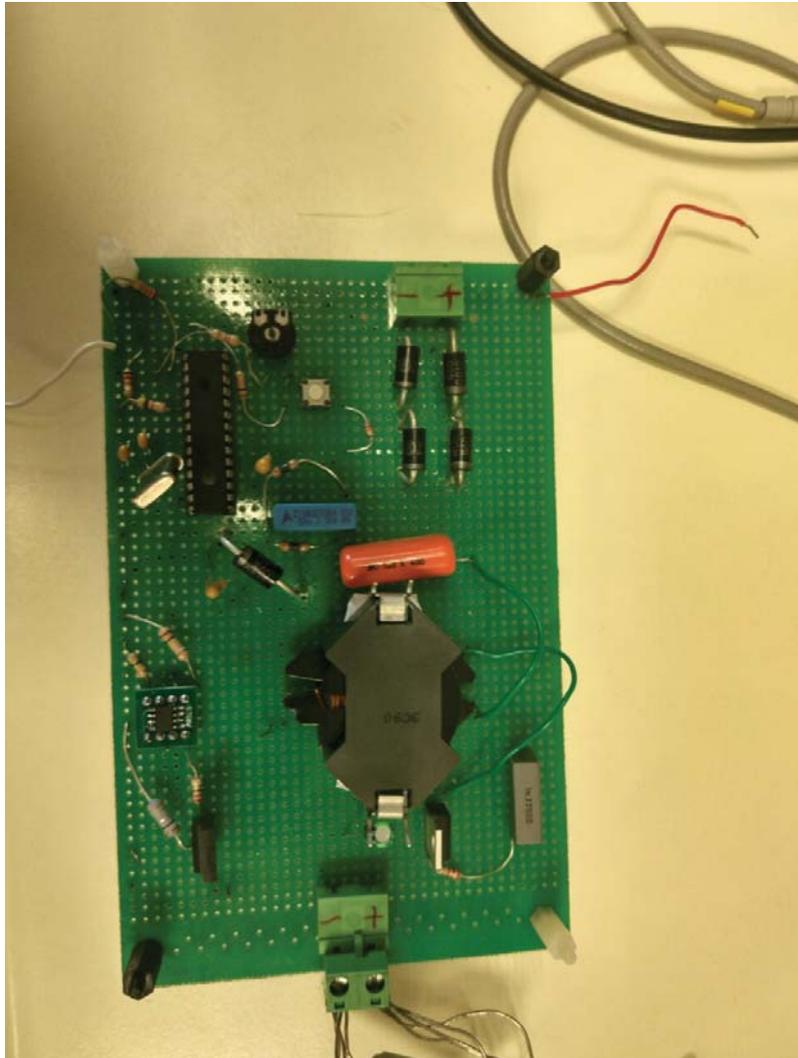


Figura 90. Flyback Final

9. RESULTADOS EXPERIMENTALES

9.1 CONTINUIDAD

Para comprobar el correcto funcionamiento del dispositivo se llevarán a cabo varias pruebas de test y verificaciones antes de conectar el LED al convertidor y este a la Red eléctrica.

En primer lugar, con la ayuda del multímetro se medirá la continuidad entre los diferentes puntos del circuito, repasando cable a cable las uniones entre cada componente del circuito. Si se encontrase algún punto en el que no hubiese continuidad se reparará la soldadura. También se buscará la existencia de cortocircuitos, sobre todo en las zonas del driver y del PIC, pues la gran densidad de conexiones hace más fácil que algún punto de estañado o cable toque con otro que no deba

9.2 PRUEBA DEL CIRCUITO DE CONTROL

La segunda prueba testeará el correcto funcionamiento del PIC, el reset y el potenciómetro. Se alimenta el circuito con 5 Voltios de continua, y se observará el comportamiento en RC2, se girará el potenciómetro para comprobar que cambia el ciclo de trabajo y también se pulsará el botón de reset para ver como la tensión en RC2 cae a cero y vuelve a los 5 V cuando se suelta. correctamente.

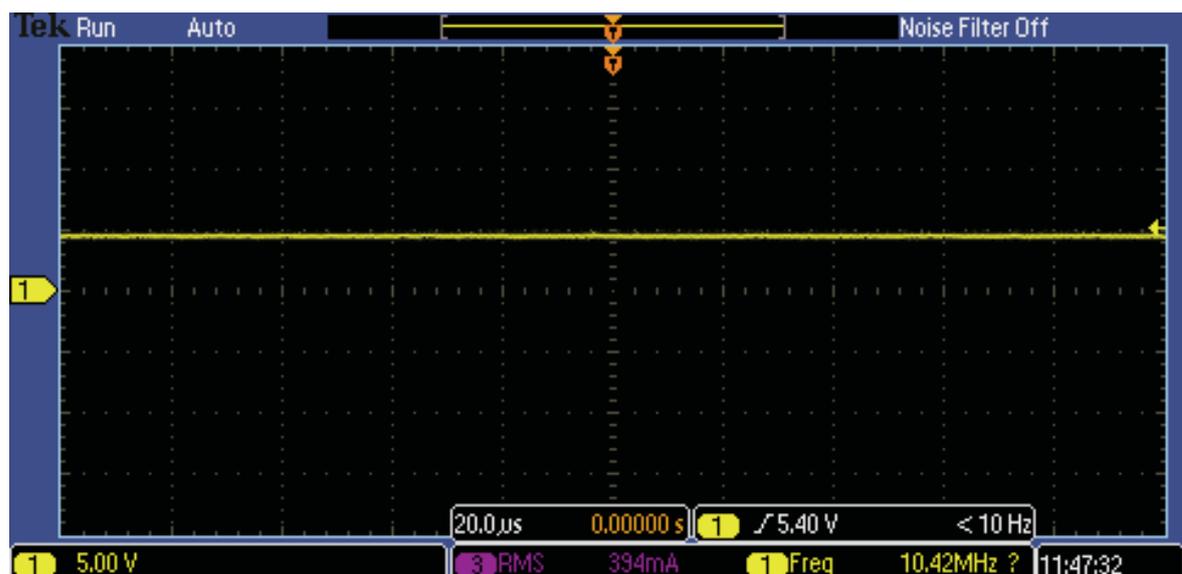


Figura 91. Tensión que recibe el Reset

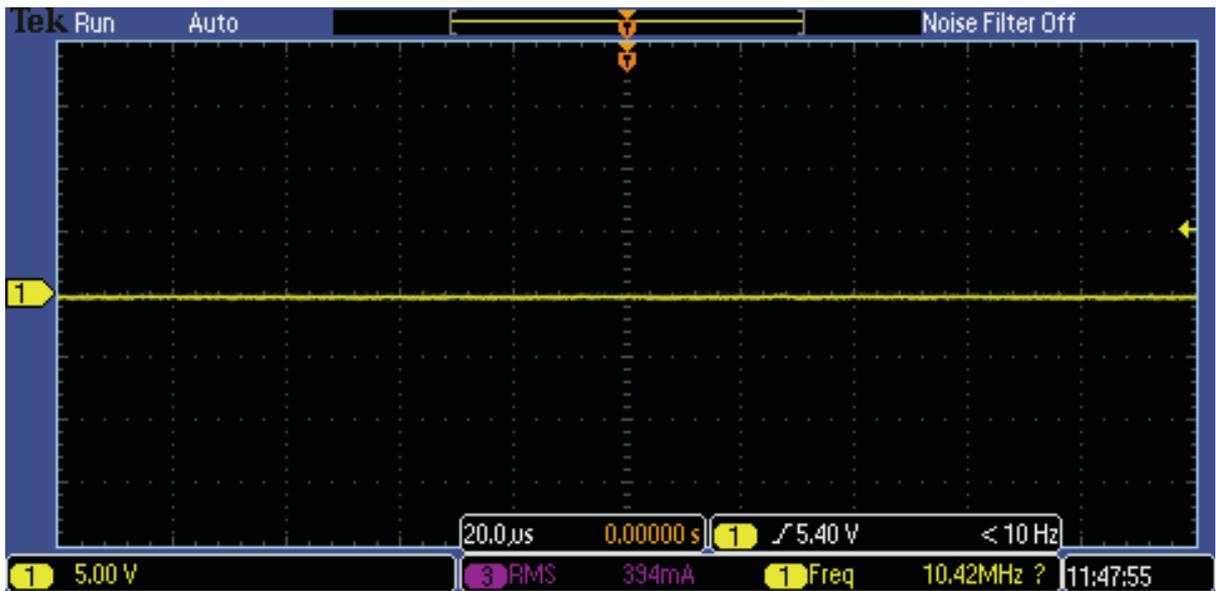


Figura 91. Tensión al pulsar Reset

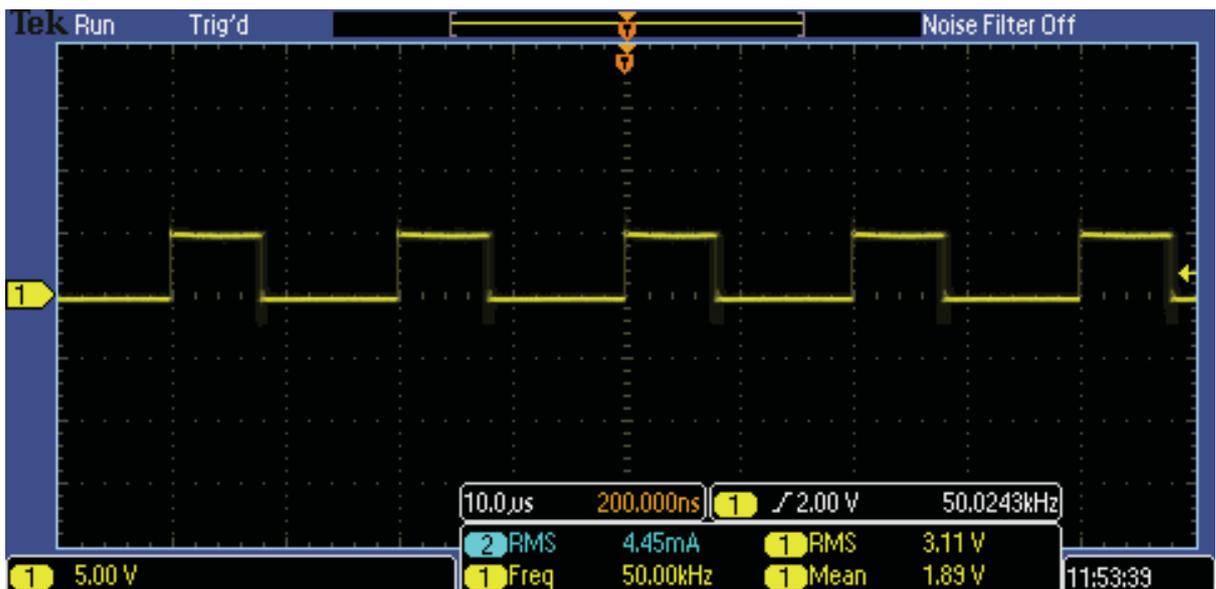


Figura 92. Salida RC2 del PIC D=0,40

Para comprobar el driver, se introduce una señal V_{IN} de 35 voltios de continua, en el puente de diodos y se hacen varias lecturas con el osciloscopio. El pin de V_{IN} debe reflejar esos 35 voltios, V_{DD} unos 8 voltios y la salida GATE unos pulsos que variarán en función la entrada PWM, pero con una amplitud de entre 7,5 y 8,5 V.

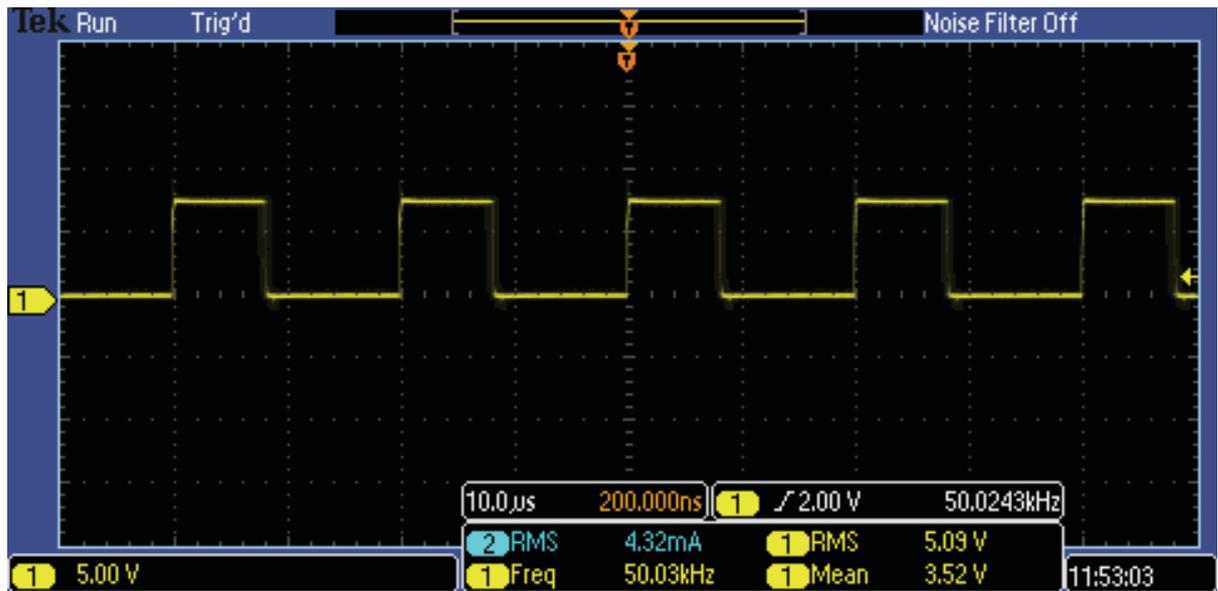


Figura 93. V_g desde el Driver

Como se puede observar la frecuencia del tren de pulsos a la salida del driver es igual que a la salida del PIC, tan solo se eleva de 5V a 7,5 V. En la figura 69 se observa que llegan 5 V al pin 1, el de Reset y que al pulsar el botón esta tensión cae a cero.

9.3 PRUEBA DE CORRIENTE CONTINUA

Una vez comprobado el circuito de control se realizarán las pruebas para verificar el resto del circuito, para ello se utilizará la máxima tensión de corriente continua que proporcionan las fuentes del laboratorio, 35 V.

La alimentación del circuito es la misma que la descrita anteriormente, es decir, 35V al puente de diodos y 5 V para el PIC. Para las tomar las diferentes medidas se han utilizado además de las sondas habituales, sondas amperimétricas y diferenciales en el osciloscopio.

Se comprobará que el tren de pulsos que sale por RC2 es idéntico al mostrado en la figura 71, así como el que dirige el transistor desde el driver será similar a la figura 72.

El objetivo de esta prueba es comprobar que las formas de onda en cada parte del circuito coinciden con las calculadas teóricamente y con las simuladas con el PSPICE. Además de la tensión de salida, se tomarán medidas de tensión en el primario (V_L) y en los elementos de conmutación, diodo (V_D) y MOSFET (V_{DS}). También se medirán las corrientes

del primario y secundario y se comprobará que cumplen con las especificaciones de un convertidor flyback.

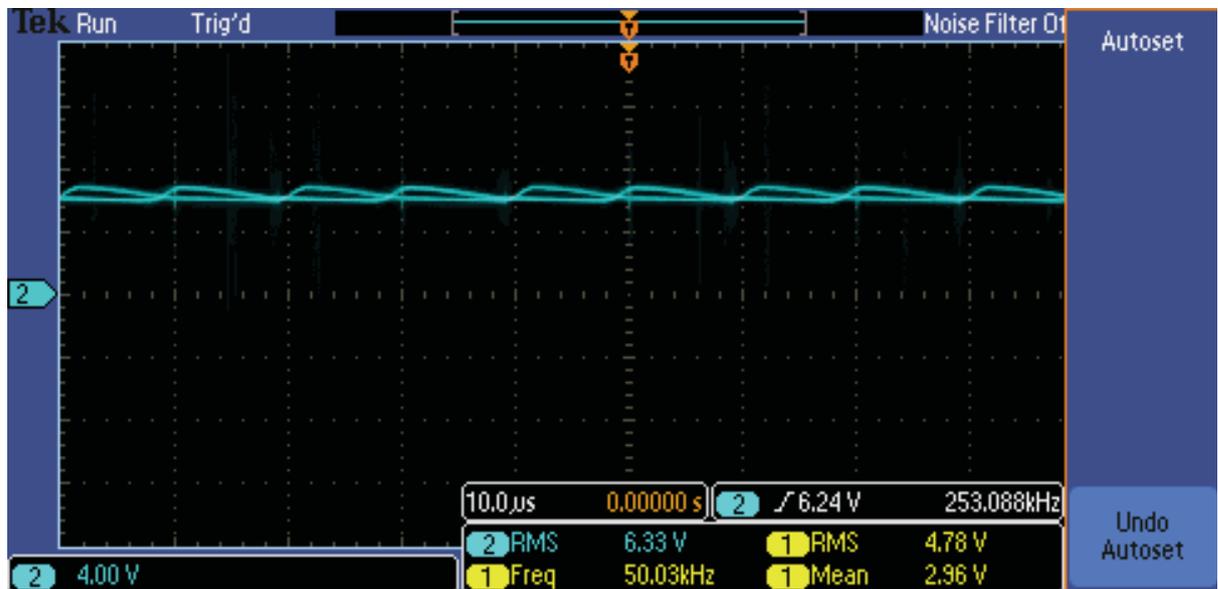


Figura 94. Tensión de salida V_{out}

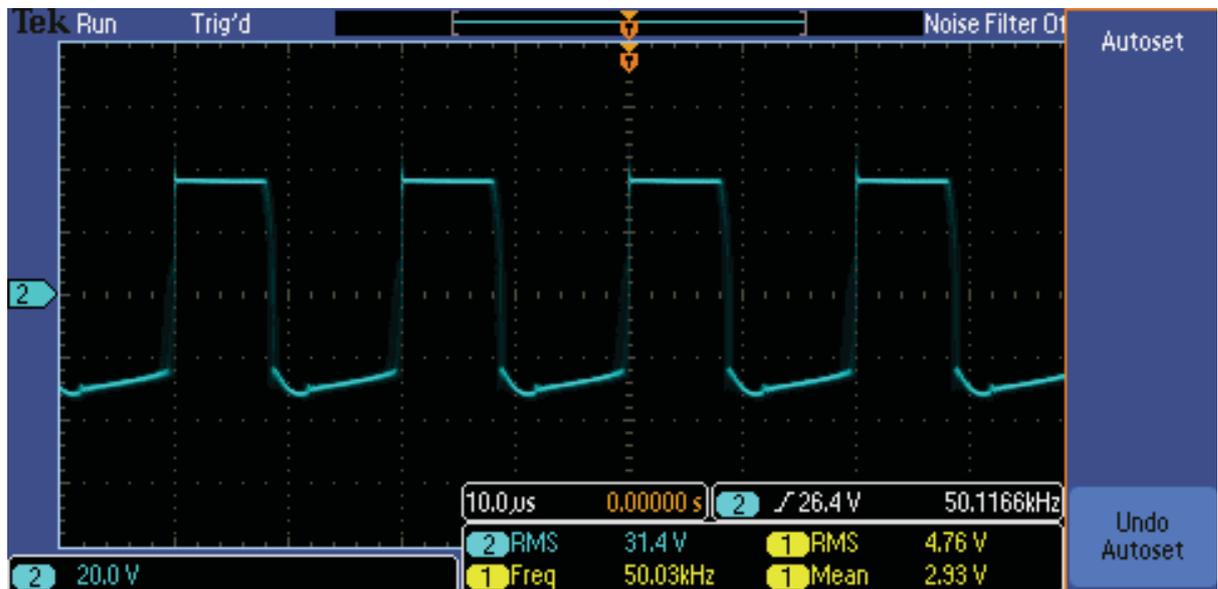


Figura 95. Tensión en la bobina del primario V_L

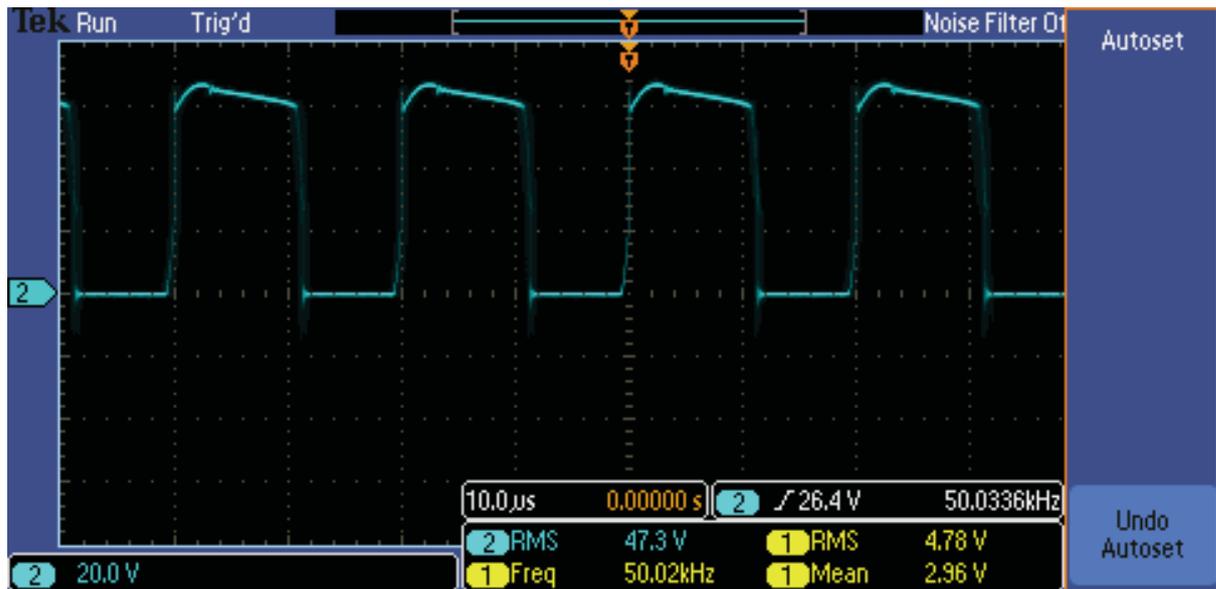


Figura 96. Tensión Drenador-Fuente Vds

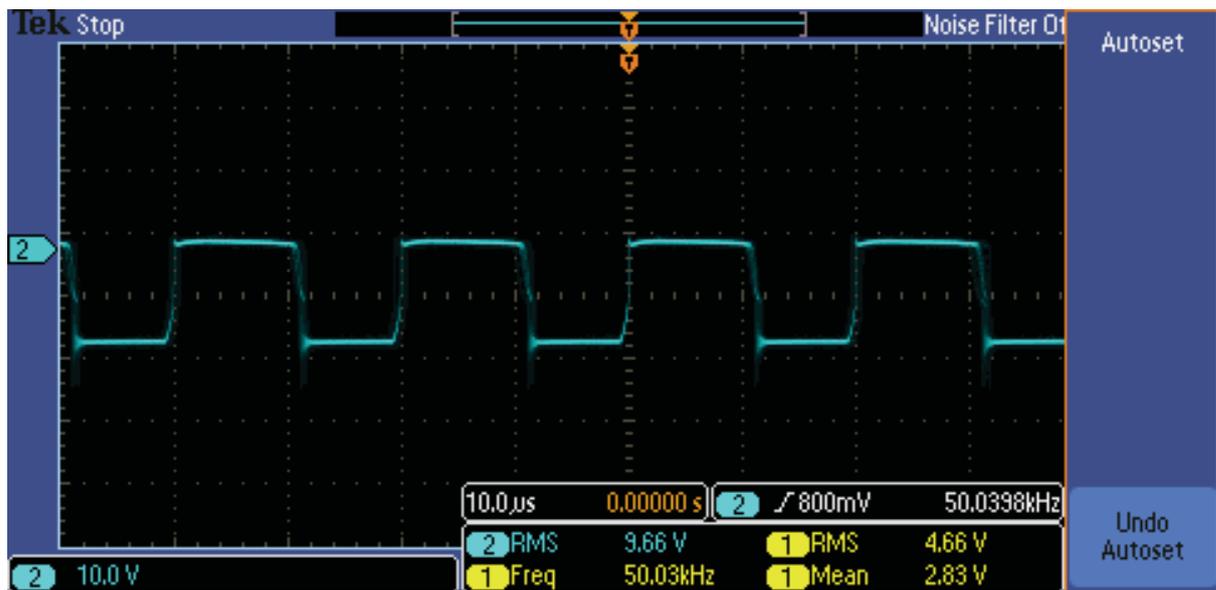


Figura 97. Tensión en el diodo de conmutación Vd

Durante la fase de estudio de este TFG se ha especificado, que una de las características definitorias de los convertidores tipo flyback, cuando trabajan como correctores del factor de potencia, es la forma de onda de las corrientes de la bobina y del diodo. En esta prueba, se trabaja con corriente continua, por tanto no existe un factor de potencia que corregir, pero el flyback sigue estando diseñado para trabajar en frontera entre

conducción continua y discontinua, y por tanto sus formas de onda para las corrientes son iguales que las estudiadas teóricamente. En las capturas se incluirá el tren de pulsos para apreciar la conmutación entre el MOSFET y el diodo.

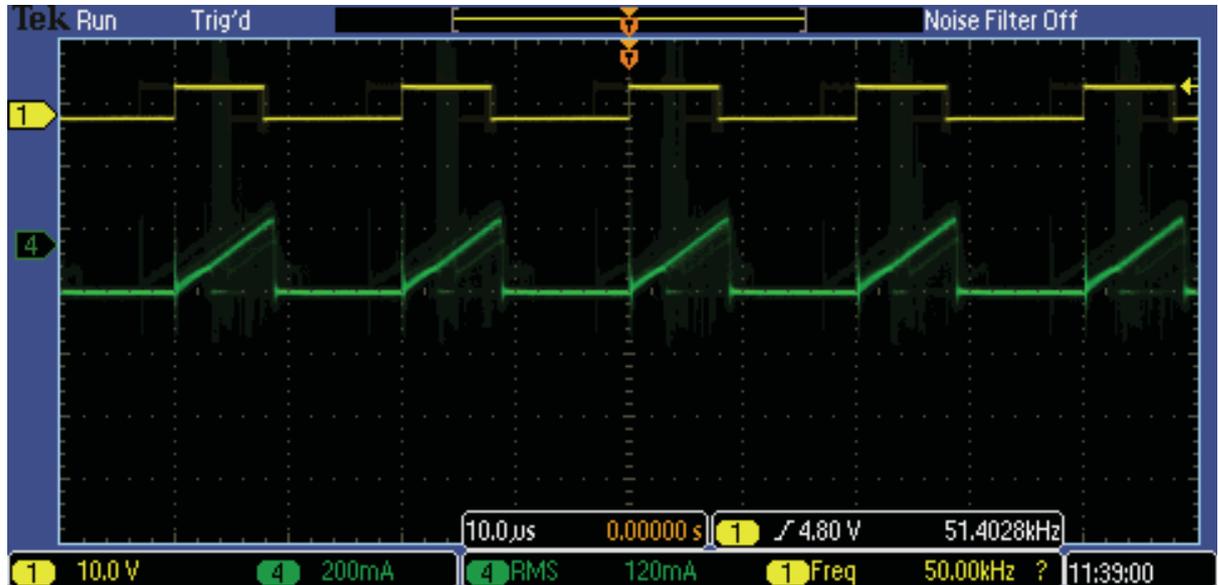


Figura 98. Corriente a través de la bobina del primario (I_L)

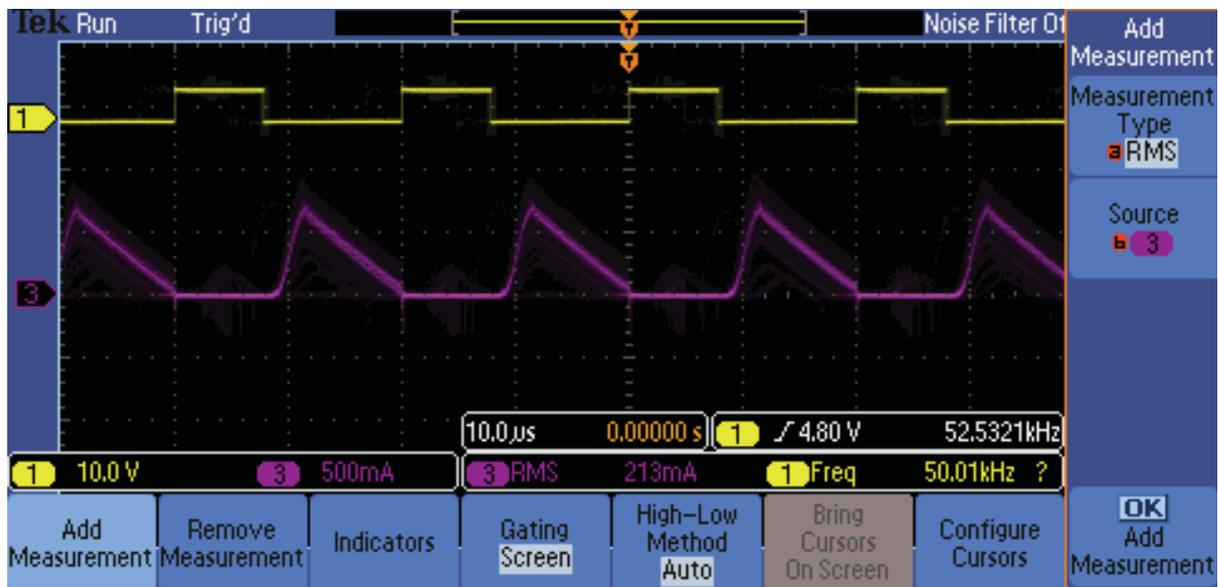


Figura 99. Corriente a través del Diodo (I_D)

En la siguiente imagen se muestran ambas corrientes junto con el tren de pulsos del PIC para un ciclo de trabajo de $D=0.4$

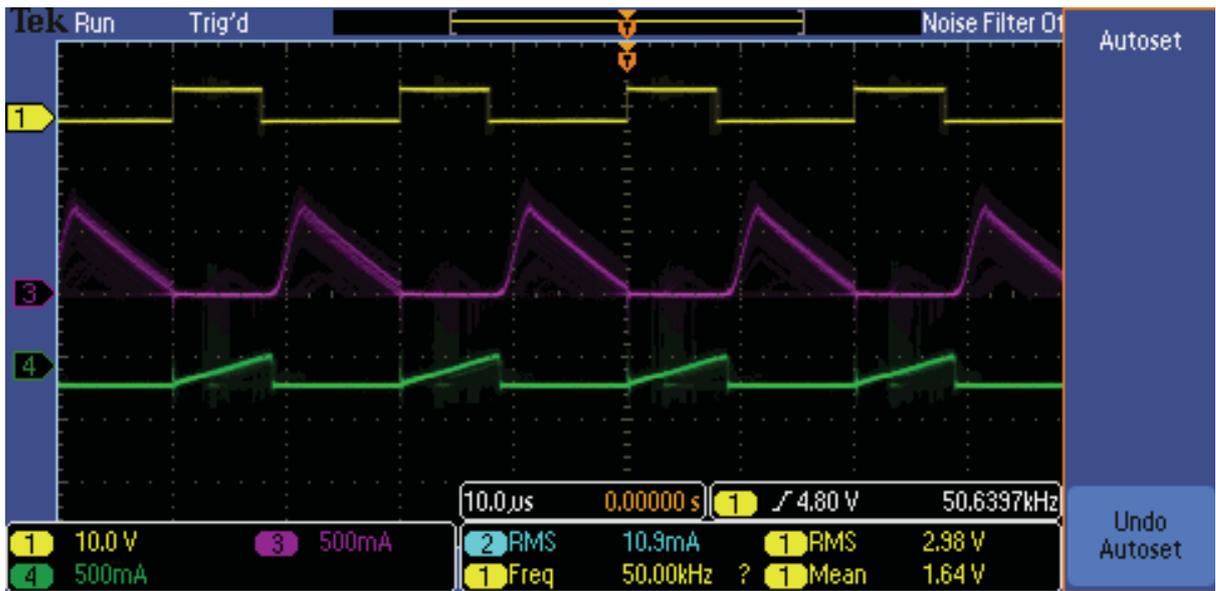


Figura 100. Tren de pulsos I_D e I_L

Una vez tomados los resultados se compararán con los de la simulación de la sección 8.2

	Simulación	Resultado Real
V_{OUT}	Figuras 51 y 52	Figura 94
V_D	Figura 53	Figura 96
V_{DS}	Figura 54	Figura 97
V_L	Figura 55	Figura 95
I_L-I_D	Figura 56	Figura 100

Tabla 5. Comparativa de Figuras 1

Si se realiza una comparativa entre las imágenes de la tabla anterior se llega a dos conclusiones, la primera, instantánea, es que las formas de onda coinciden perfectamente, la segunda, entrando más en detalle, es que los valores también coinciden, por lo que se procederá a realizar la simulación con la corriente de red.

9.4 PRUEBA 220V CA

Para probar el circuito en condiciones reales de funcionamiento, se conectará a una fuente de tensión de corriente alterna y se irá aumentando gradualmente la tensión hasta alcanzar los 220 V.

En esta prueba se pondrá una sonda amperimétrica para medir la corriente de entrada y una diferencial para medir la tensión de entrada y comprobar que se corrige el factor de potencia. Según aumenta el nivel de tensión se tomarán medidas esporádicas para comprobar que las formas de onda no cambian.

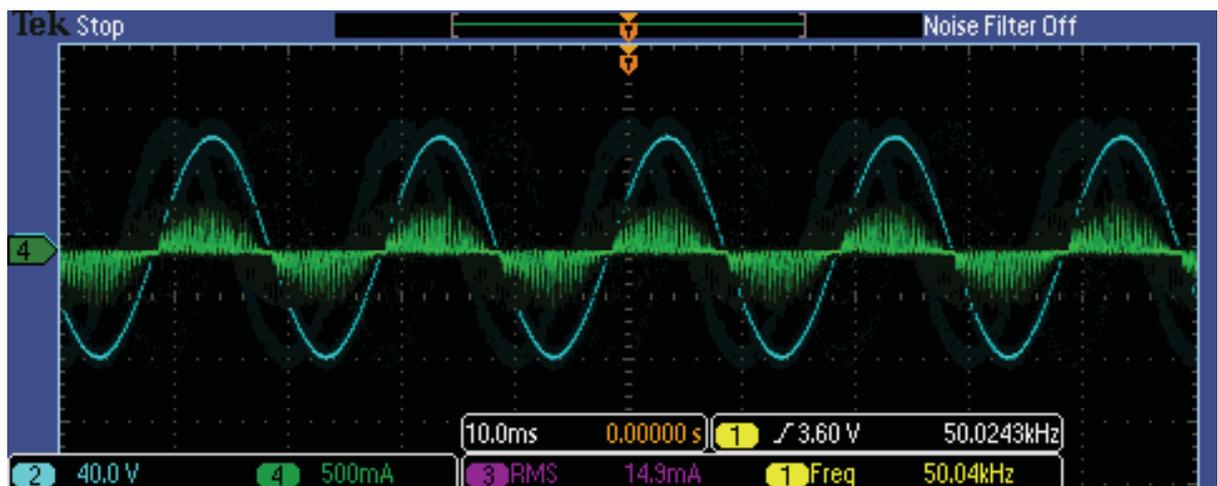


Figura 102. FDP a $V_{IN}=50V$

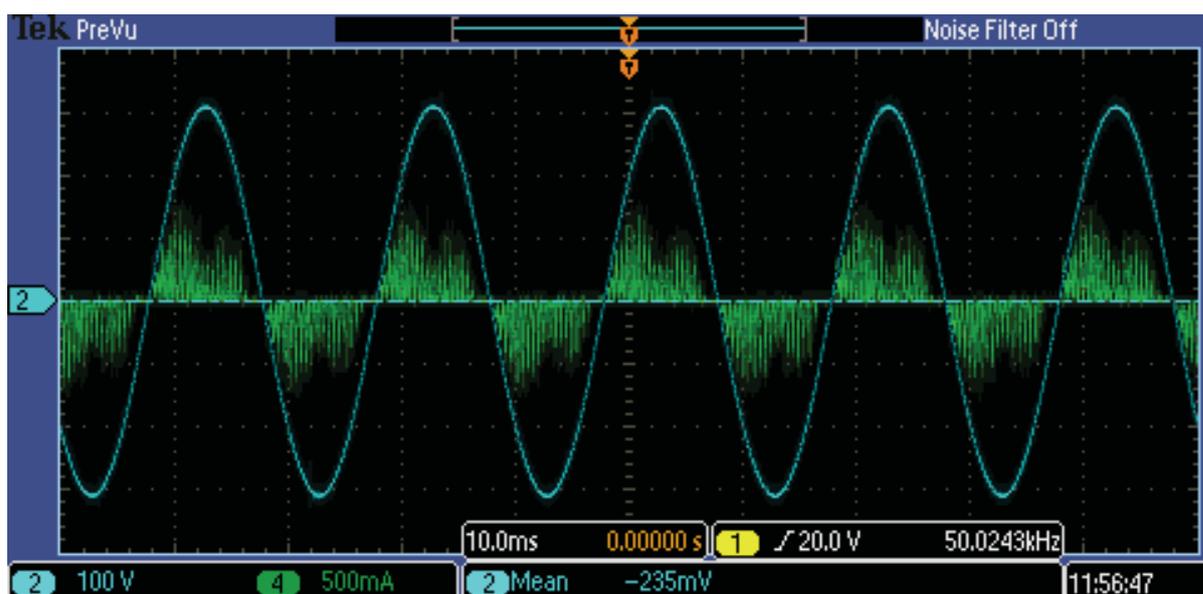


Figura 103. FDP 100V

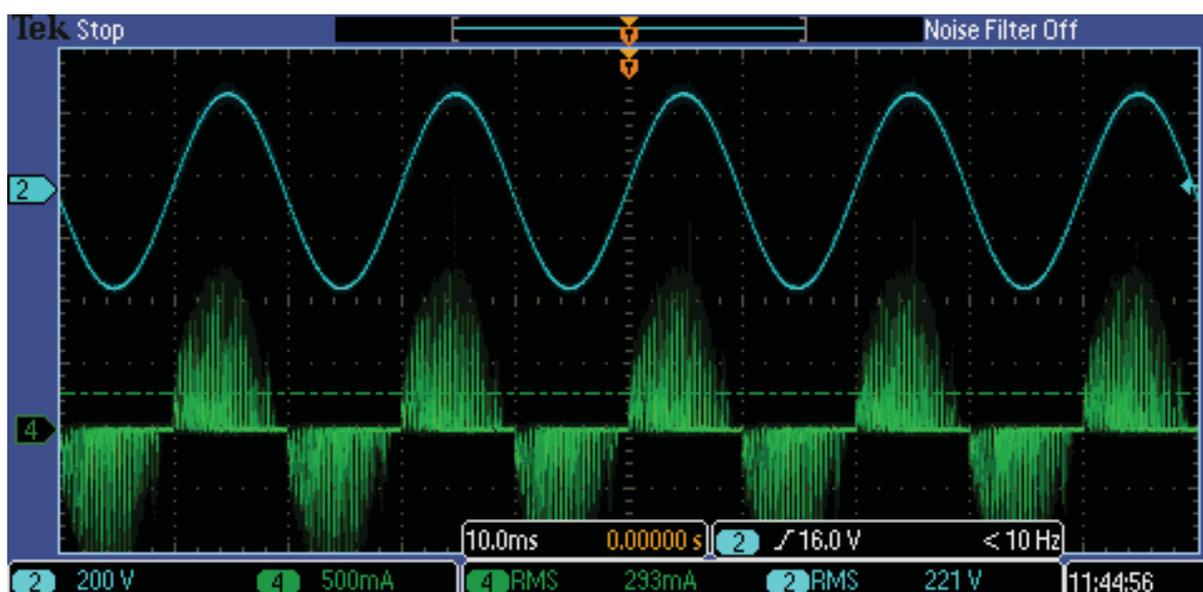


Figura 104. V_{IN} e I_{IN} (220V)

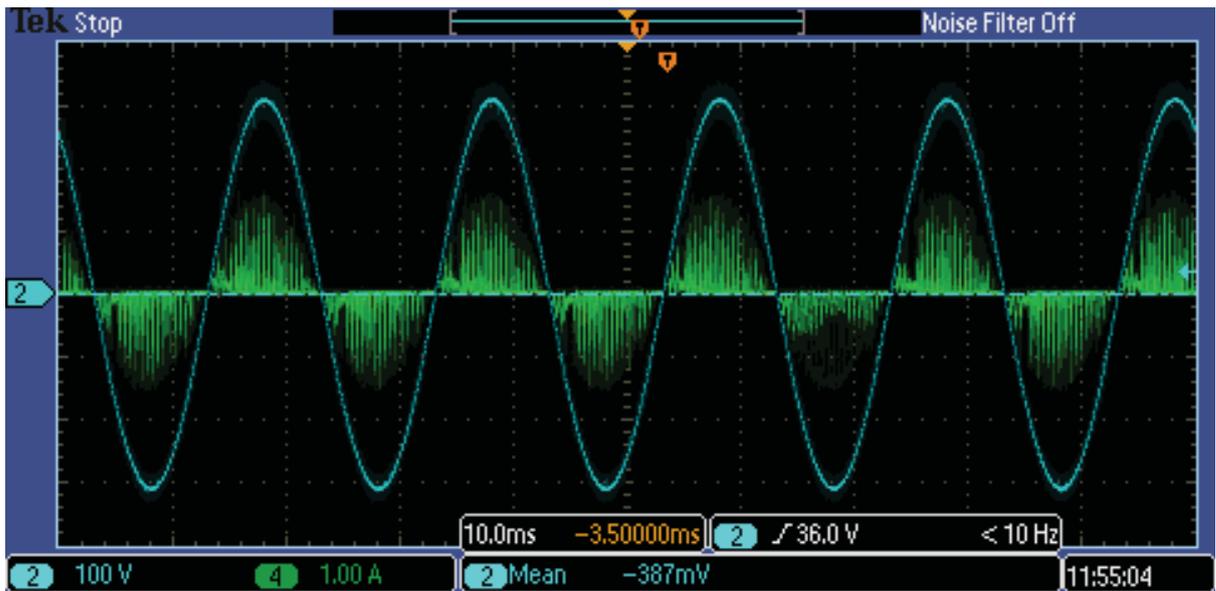


Figura 105. FDP 220V

La corriente sigue perfectamente a la tensión, por lo que el circuito cumple con la especificación de corrector del factor de potencia.

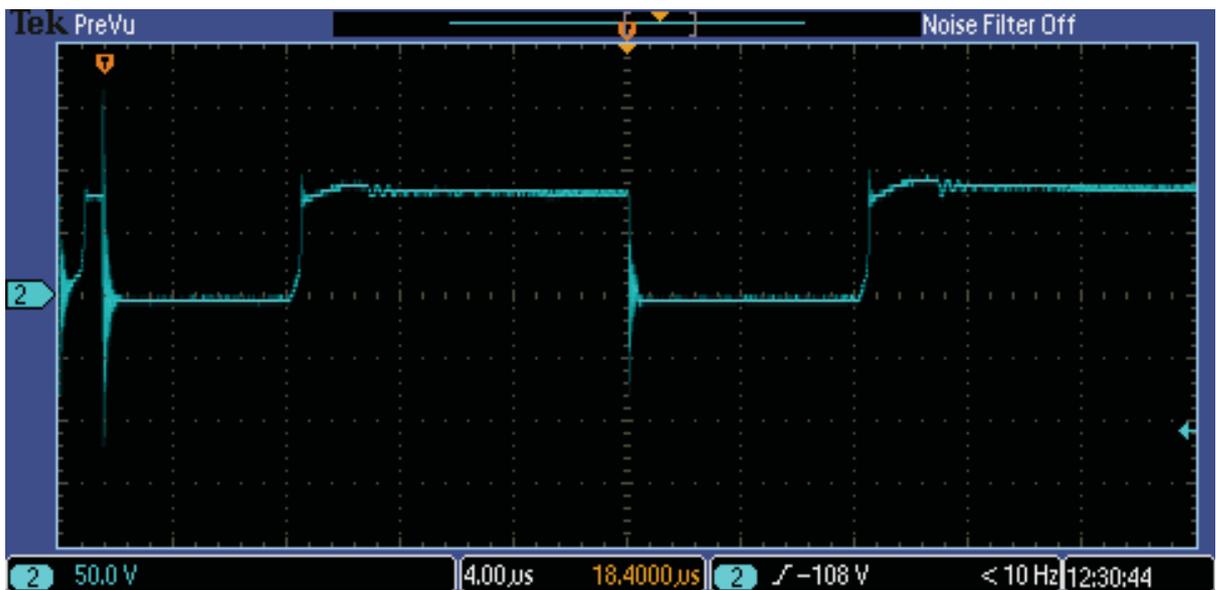


Figura 106. V_D

La imagen anterior muestra como la tensión del Diodo de conmutación, no solo tiene la forma esperada, sino que además se ve como el snubber ha eliminado las oscilaciones y sobretensiones. Además la tensión de bloqueo coincide con la esperada (90V aprox)

La forma de las corrientes y sus valores tambien coinciden, como se ve en la siguientes imágenes a 100 V y 220 V de entrada respectivamente:

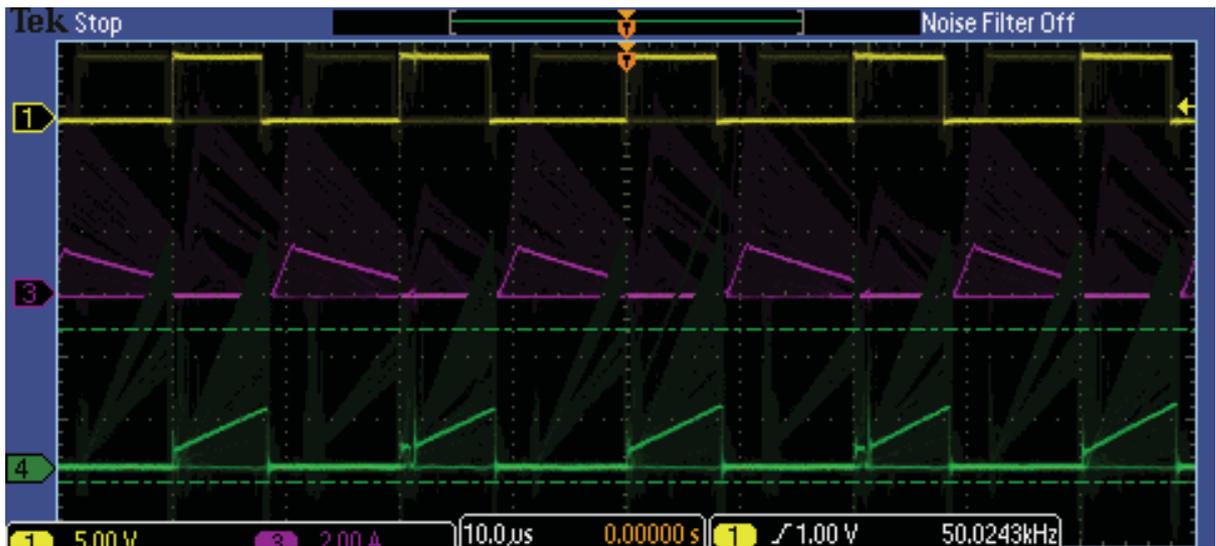


Figura 107. I_L-I_D

Las corrientes del diodo y de la bobina, también coinciden en forma y sus magnitudes con las simuladas en la sección 8.1

Por ultimo se capturará la tensión a la salida, que será el valor que hará funcionar o no al LED.

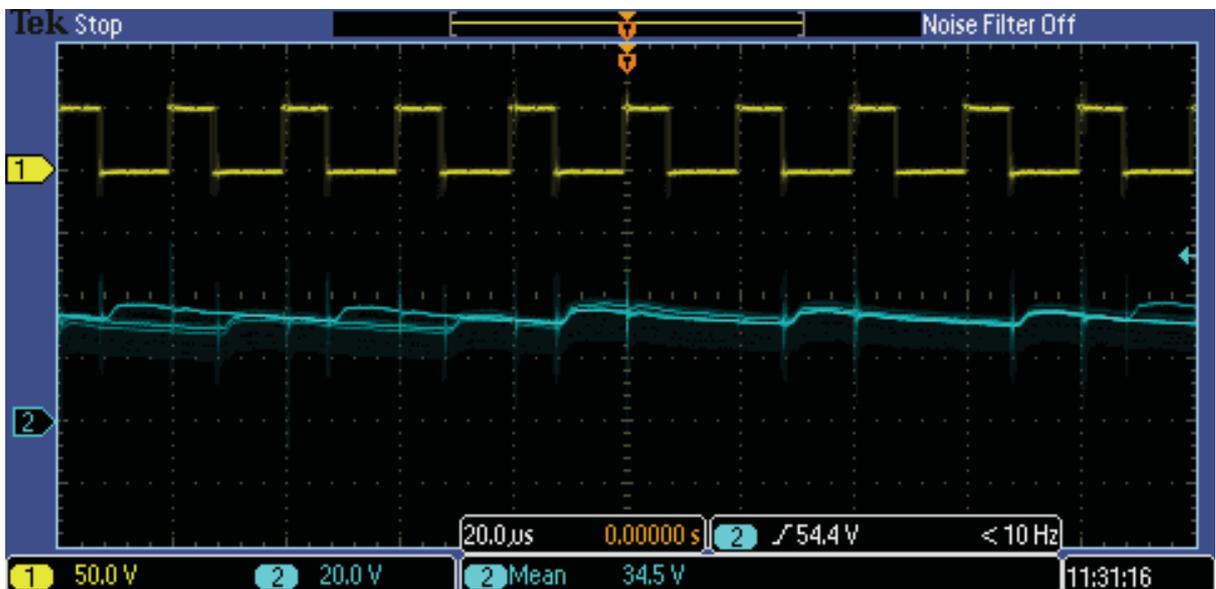


Figura 108. $V_{OUT}()$

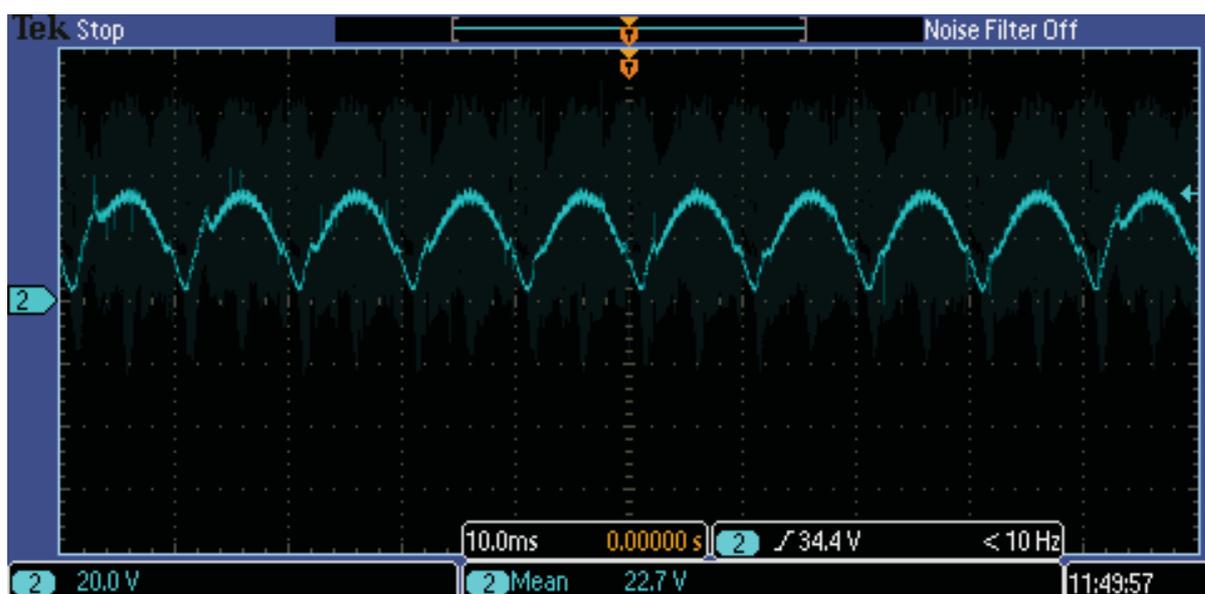


Figura 109. Vista de Vout para varios ciclos de red

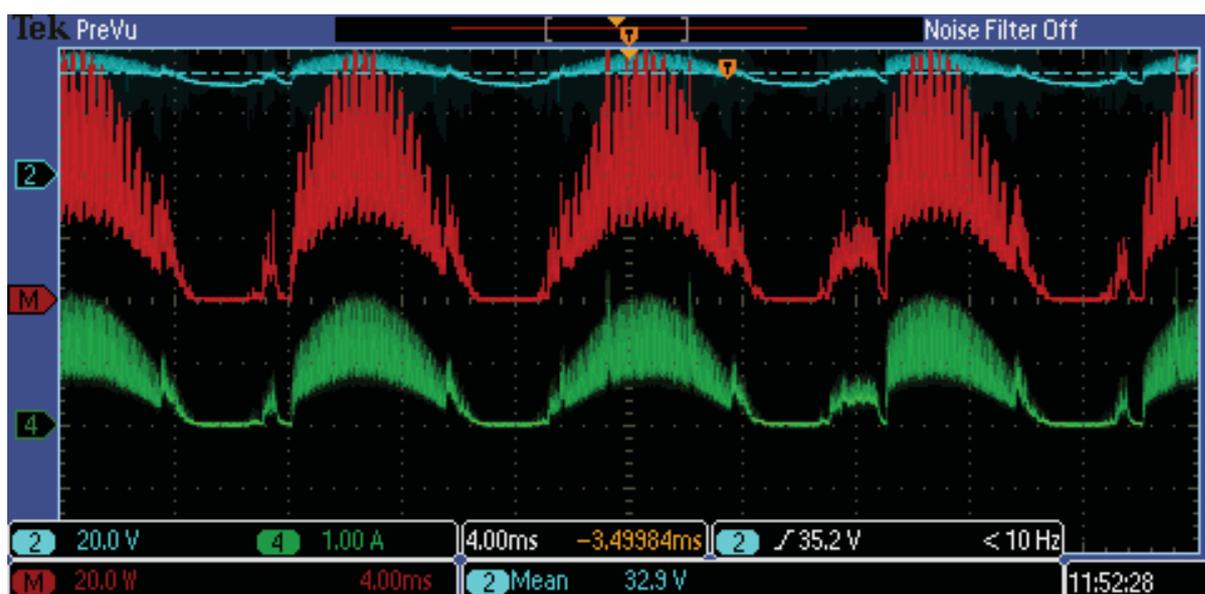


Figura 110. Potencia Consumida

	SIMULACIÓN	RESULTADOS REALES
V_{OUT}	Figura 42	Figura 108
I_L-I_D	Figura 47	Figura 107
CFP	Figura 41	Figura 105
V_D	Figura 44	Figura 106

Tabla 6. Comparativa de Figuras 2

Se puede apreciar que los valores y formas de onda para la tensión de salida vuelven a coincidir con los simulados. Por tanto se procederá a cambiar la carga de prueba que había conectada la salida y se colocará el red para realizar pruebas.

9.5 PRUEBA DE FUNCIONAMIENTO

Para esta última prueba se conectará el LED a la salida del circuito que será alimentado a 220 Voltios. Se iniciará con el potenciómetro “cerrado”, el equivalente a un ciclo de trabajo $D=1\%$ y 0 V a la salida. El potenciómetro se irá girando progresivamente para aumentar el ciclo de trabajo hasta $D=41\%$, momento en el cual el LED será alimentado con 38 V. Durante este proceso se observará que el LED permanece apagado hasta alcanzar los XV, momento en el cual comienza a iluminar progresivamente, como se vio en su prueba de funcionamiento (Sección 9.1).

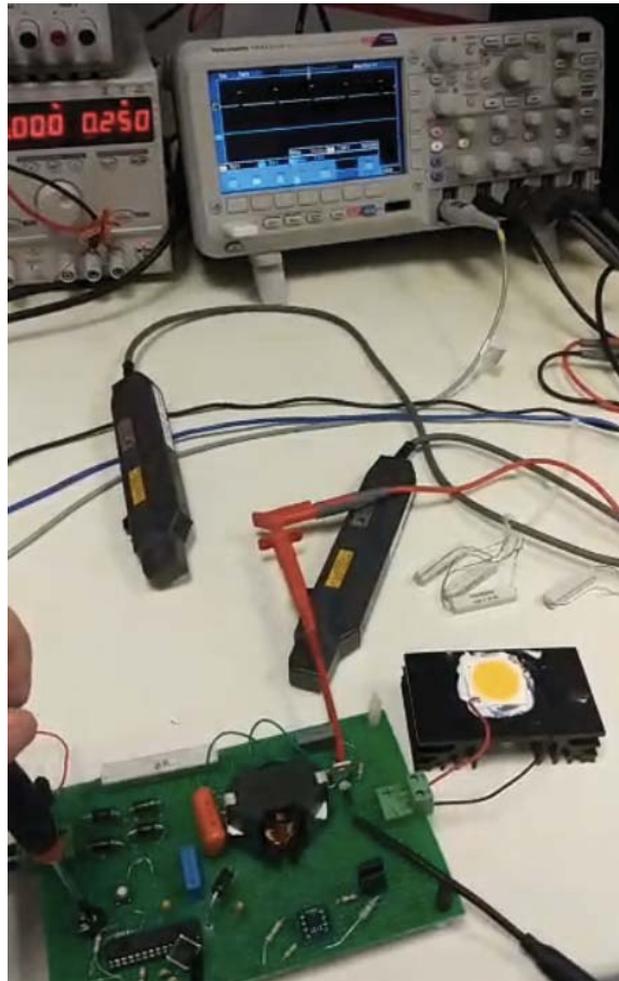


Figura 112. LED apagado $D=0.1$

En esta primera captura, el LED esta recibiendo tensión, pero como el ciclo de trabajo (un 10% aproximadamente) la tensión es muy pequeña para que ilumine.

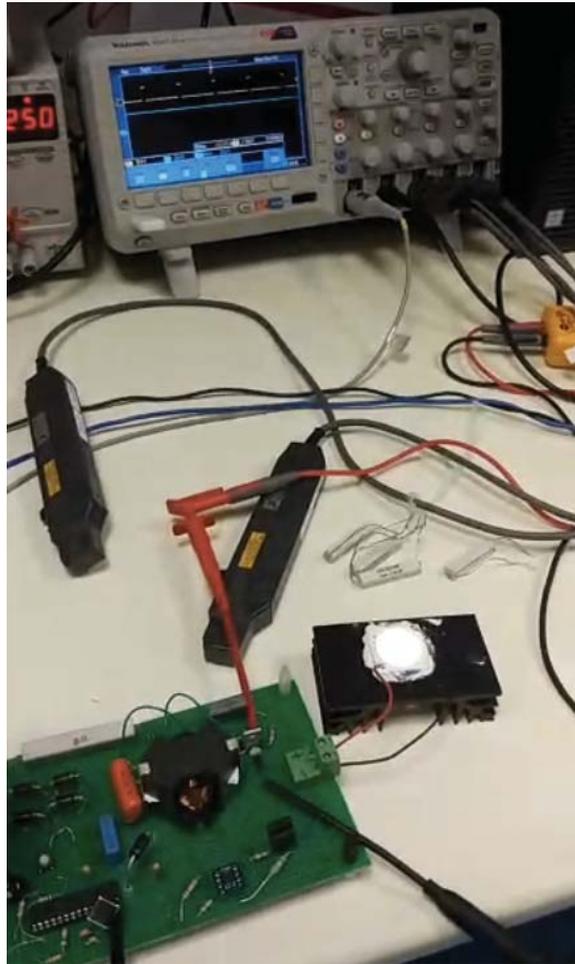


Figura 113. LED encendido $D=0,15$

A medida que aumenta el ciclo de trabajo, también lo hace la tensión a la salida y por tanto la luminosidad.

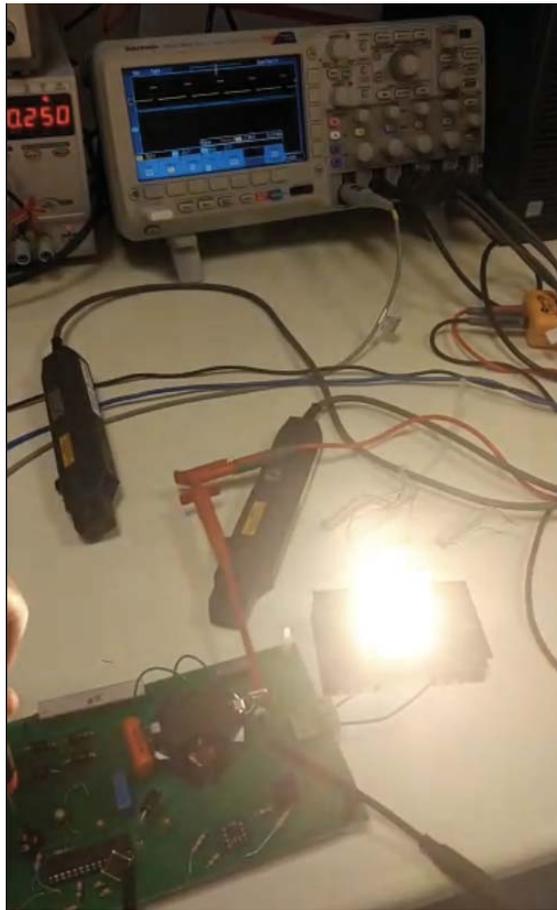


Figura 114. LED en funcionamiento $D=0,25$

Si se consulta la figura 60, se comprueba que el LED sólo conduce entre los 29 y 42 V, por tanto el mínimo aumento del ciclo de trabajo provocará un gran aumento también en la luminosidad del LED

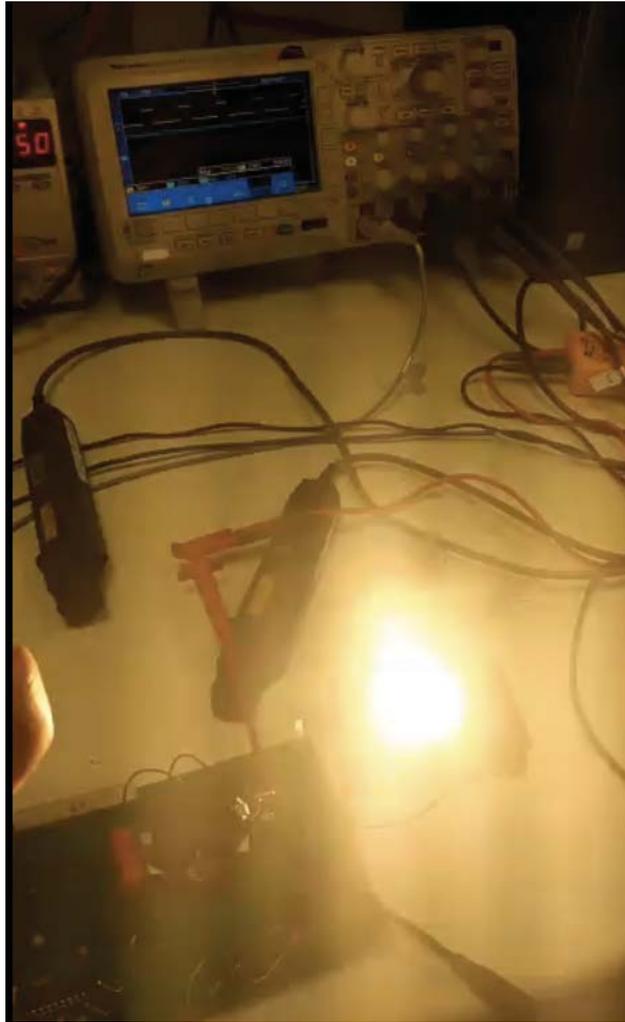


Figura 115. LED a pleno rendimiento $D=0,4$

Aquí se puede observar al LED trabajando a la tensión para la que está diseñado el convertidor, 38 V. La tensión entregada, como se ha visto anteriormente, es constante. Lo único reseñable de esta prueba es la velocidad a la que se eleva la temperatura del LED. Por lo demás el circuito funciona de acuerdo con las especificaciones acordadas.

Documento N°2:

PROGRAMACIÓN

DEL PIC

En las siguientes páginas se procederá a mostrar el código en #C implementado para programar el microcontrolador PIC 18F2220. En la sección 10.1.1 de la memoria se puede encontrar la información referente a la programación del dispositivo.

```

/*
 * File: newmain.c
 * Author: Alberto Estrada
 *
 * Created on February 2, 2018, 4:02 PM
 */
/*El objetivo de este código es leer valores de tensión variables por AN0 y en
función
de estos valores variar el ancho de pulso de una señal PWM que saldrá por RC2 */

#include <xc.h>
#define TS 10//Periodo de muestreo
#define _XTAL_FREQ 2000000//Frecuencia del oscilador
//-----

// CONFIG1H
#pragma config OSC = HS      // Oscillator Selection bits (HS Oscillator)
#pragma config FSCM = ON    // Fail-Safe Clock Monitor Enable bit (Fail-Safe
Clock Monitor enabled)
#pragma config IESO = ON    // Internal/External Switchover bit (Internal/External
Switchover mode enabled)

// CONFIG2L
#pragma config PWRT = OFF   // Power-up Timer enable bit (PWRT disabled)
#pragma config BOR = ON    // Brown-out Reset enable bit (Brown-out Reset
enabled)
#pragma config BORV = 20   // Brown-out Reset Voltage bits (VBOR set to 2.0V)

// CONFIG2H
#pragma config WDT = ON    // Watchdog Timer Enable bit (WDT enabled)
#pragma config WDTPS = 32768 // Watchdog Timer Postscale Select bits
(1:32768)

// CONFIG3H
#pragma config CCP2MX = ON // CCP2 MUX bit (CCP2 input/output is
multiplexed with RC1)
#pragma config PBAD = ANA  // PORTB A/D Enable bit (PORTB<4:0> pins are
configured as analog input channels on Reset)
#pragma config MCLRE = ON  // MCLR Pin Enable bit (MCLR pin enabled; RE3
input pin disabled)

// CONFIG4L
#pragma config STVR = ON   // Stack Full/Underflow Reset Enable bit (Stack full/
underflow will cause Reset)
#pragma config LVP = ON   // Single-Supply ICSP Enable bit (Single-Supply
ICSP enabled)

// CONFIG5L
#pragma config CP0 = OFF   // Code Protection bit (Block 0 (000200-0007FFh)
not code-protected)

```

```

#pragma config CP1 = OFF // Code Protection bit (Block 1 (000800-000FFFh)
not code-protected)

// CONFIG5H
#pragma config CPB = OFF // Boot Block Code Protection bit (Boot block
(000000-0001FFh) is not code-protected)
#pragma config CPD = OFF // Data EEPROM Code Protection bit (Data
EEPROM is not code-protected)

// CONFIG6L
#pragma config WRT0 = OFF // Write Protection bit (Block 0 (000200-0007FFh)
not write-protected)
#pragma config WRT1 = OFF // Write Protection bit (Block 1 (000800-000FFFh)
not write-protected)

// CONFIG6H
#pragma config WRTC = OFF // Configuration Register Write Protection bit
(Configuration registers (300000-3000FFFh) are not write-protected)
#pragma config WRTB = OFF // Boot Block Write Protection bit (Boot block
(000000-0001FFh) is not write-protected)
#pragma config WRTD = OFF // Data EEPROM Write Protection bit (Data
EEPROM is not write-protected)

// CONFIG7L
#pragma config EBTR0 = OFF // Table Read Protection bit (Block 0
(000200-0007FFh) not protected from table reads executed in other blocks)
#pragma config EBTR1 = OFF // Table Read Protection bit (Block 1
(000800-000FFFh) not protected from table reads executed in other blocks)

// CONFIG7H
#pragma config EBTRB = OFF // Boot Block Table Read Protection bit (Boot
block (000000-0001FFh) is not protected from table reads executed in other blocks)

void interrupt rsi(void);
void Init(void);
unsigned int ReadADC(unsigned char Channel);
void SetPWM(unsigned int DuttyCycle);

void interrupt rsi(void)
{
return;
}
void Init(void)
{
//0. Deshabilitar interrupciones
PIE1=0b00000000;
PIE2=0b00000000;
PIR1=0b00000000;
PIR2=0b00000000;

```

```

IPR1=0b00000000;
IPR2=0b00000000;
INTCON=0b00000000;
//1. Valor inicial de puertos
PORTA=0b00000000;
PORTB=0b00000000;
PORTC=0b00000000;
//2. Configuración I/O de puertos
TRISA=0b10001001; //RA0=AN0:input;RA7=OSC1:input;RA3=AN3=VREF+:input;
TRISB=0b00000000; //Salida
TRISC=0b00000000; //Salida: RC2=CCP1
//3. Configuración del CCP1 en modo PWM, habilitar TMR2
CCP1CON=0b00001100; //Como PWM
CCPR1L=0b00000000; //Y ciclo de trabajo inicial nulo
/*
* Fijamos Tpwm=1ms con Fosc=20MHz -> Tosc=0.05us
* Usamos Preescaler TMR2=1:4
* Tpwm=[(PR2)+1]*4*Tosc[Preescaler TMR2] -> PR2=99
*/
PR2=99;
T2CON=0b00000101; //TMR2=ON; Preescaler=1:4
//4. Configuramos modulo A/D
ADCON0=0b00000000; // canal 0 / ADON=0
ADCON1=0b00011011; //Vref;Vss;AN0-3
ADCON2=0b10001110; //Right just; 2TAD;Fosc/64
};

unsigned int ReadADC(unsigned char Channel)
{
    __delay_us(7); //Tiempo de espera entre conversiones >2TAD
    ADCON0bits.CHS=Channel;
    ADCON0bits.ADON=1;
    __delay_us(20); //Tiempo de espera de carga del condensador
    ADCON0bits.GO=1; //Iniciamos conversión
    while(ADCON0bits.GO){}; //Esperamos fin de conversión
    return (ADRESH << 8)+ADRESL;
};
//-----
void SetPWM(unsigned int DutyCycle)
{
    CCP1CONbits.CCP1Y=DutyCycle; //1 LSB
    CCP1CONbits.CCP1X=(DutyCycle>>1); //2 LSB
    CCPR1L=(DutyCycle>>2); //MSB
    return;
};
//-----
//Main
//-----
void main(void)

```

```
{
//Variables locales
unsigned int VADC=0;
unsigned int D=0;
unsigned int DuttyCycle=0;
//Inicializacion y configuración del PIC
Init();
while (1){
    VADC=ReadADC(0);
    if (VADC<56){
        VADC=56;
    }
    DuttyCycle=256-VADC;

//Actualizamos ciclo de trabajo
SetPWM(DuttyCycle);
__delay_us(TS); //Esperamos TS us

}return;
}
```

Documento N°3:

PLANOS

Documento N°4:

PRESUPUESTO

1. COSTES DIRECTOS.....	123
1.1 MANO DE OBRA DIRECTA.....	123
1.2 COSTES DIRECTOS ASOCIADOS A MATERIALES.....	123
1.3 COSTES DIRECTOS ASOCIADOS A HERRAMIENTAS DE TRABAJO.	125

1. COSTES DIRECTOS

1.1 MANO DE OBRA DIRECTA

Este proyecto tiene un carácter académico, por tanto no se ha recibido ningún tipo de compensación económica por parte del proyectista. Aún así se ha realizado una estimación de las horas de trabajo realizadas tanto de estudio y documentación como de trabajo en laboratorio para intentar alcanzar una estimación aproximada de los costes del proyecto.

La siguiente tabla recoge el tiempo aproximado destinado a las diferentes labores realizadas para la implementación del dispositivo:

Documentación y estudio	25 horas
Diseño de la aplicación	20 horas
Implementación (física + programación)	60 horas
Test	18 horas
Elaboración Memoria	20 horas
TOTAL	143 HORAS

TABLA DE TIEMPOS

Por tanto, suponiendo un salario bruto de 17 €/HORA se puede estimar un coste asociado a la mano de obra directa de 2431 € (Siempre en concordancia con salarios pactados con ingenieros).

1.2 COSTES DIRECTOS ASOCIADOS A MATERIALES.

Todo el material y los componentes necesarios durante el desarrollo del proyecto han sido cedidos por la Universidad de Cantabria. La siguiente tabla detalla la relación de componentes así como un coste estimado de los mismos.

Placa velleman ECS1	10€
Diodos MUR460	4x0,721€
Diodo STTH8R06	1€
MOSFET IPA65R190C7	2,5€
Condensadores 27pF	2x1,50
Condensador 10 uF	0,21€
Condensador 1 uF	0,12€
Condensadores varios valores	0,80€
Resistencias varios valores	9x1€
Resistencia de sensado	2,74€
PIC 18f2220	2x3,86€
Driver HV9910B	3x0,70€
Transformador (Núcleo +Bobina)	4´50€
Cristal 20 MHz	0,44€
Botón de Reset	0,40€
Potenciómetro 10 K	0,79€
Borneros	2x1´65€
LED Cree XLamp CXA3070	15´62€
TOTAL	70 € aprox

TABLA DE COSTES

Este coste es estimado, ya que la información referente al precio de los componentes ha sido sacada de diversas tiendas en internet.

1.3 COSTES DIRECTOS ASOCIADOS A HERRAMIENTAS DE TRABAJO.

Para la desarrollar este TFG se ha utilizado un ordenador personal para la recopilación de información, el estudio y el diseño del dispositivo. En el se han instalado las distintas herramientas de software necesarias para el diseño. Al haber solicitado licencias de estudiante para estos programas (PSPICE, MPLAB_ipe o MPLAB_ide) el coste de estas ha sido nulo. El coste del equipo esta sobradamente amortizado a lo largo de varios años, por lo que podría decirse que también. Los gastos de electricidad asociados un un ordenador portátil de estas características durante las aproximadamente 90 horas de su utilización serían $90 \times 0,75 = 67,5$ € (de luz y calefacción)

En el laboratorio habrá que tener en cuenta el coste de los equipos utilizados :

- Estañador
- Multímetro
- Fuentes de tensión (de continua y de alterna)
- Cámara térmica
- Sondas amperimétricas y diferenciales
- Osciloscopio

Todos estos equipos han sido cedidos por la Universidad de Cantabria, y utilizados bajo supervisión del profesor responsable del proyecto

Documento N°5:

PLIEGO DE CONDICIONES

1. DISPOSICIÓN GENERAL	129
1.1 RESUMEN DEL PROYECTO	129
1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES	129
2. CONDICIONES TÉCNICAS	129
2.1 ESPECIFICACIONES DEL DISPOSITIVO	129
2.2 CONDICIONES DE EJECUCIÓN	130
2.3 CONDICIONES DE USO.....	130
3. CONDICIONES LEGALES	130
3.1 USO DEL PROTOTIPO	130
3.2 PROPIEDAD INTELECTUAL.....	130
4. CONDICIONES ECONÓMICAS	131

1. DISPOSICIÓN GENERAL

1.1 RESUMEN DEL PROYECTO

El proyecto busca el diseño y la implementación de un dispositivo capaz de alimentar establemente un diodo LED “Cree XLamp CXA3070” corrigiendo el factor de potencia. Para ello la topología elegida ha sido un convertidor Flyback que será alimentado a 220 V de CA y 50Hz (tensión y frecuencia de Red) y entregará 38 V de CC al LED anteriormente citado. Para ello se implementará un circuito de control con un ciclo de trabajo $D=0,4$ y una frecuencia de conmutación de 50KHz que será gobernado por un PIC18f2220.

Así mismo el circuito contará con una parte encargada de convertir y reducir la energía entregada al LED y de corregir el factor de potencia formada por los elementos típicos de la topología (Transformador con inductancia magnetizante, MOSFET, diodo de conmutación). El diseño se ha llevado a cabo mediante cálculo teórico y pruebas de simulación con el software PSPICE, que han servido para redimensionar el circuito, o añadir pequeños circuitos como los snubber del primario y del secundario que ayuden a mejorar el rendimiento del dispositivo.

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El Pliego de Condiciones establece los mínimos legales que deben ser cumplidos para la ejecución del proyecto.

Las condiciones recogidas en este documento son aplicables al diseño, fabricación y verificación del prototipo, así como de todas las tareas internas o externas derivadas de la ejecución.

2. CONDICIONES TÉCNICAS

2.1 ESPECIFICACIONES DEL DISPOSITIVO

El dispositivo esta diseñado para ser conectado a la red eléctrica y alimentar un diodo LED. Dispondrá de un potenciómetro que variará el nivel tensión que entra al PIC, que mediante PWM, cambiará el ciclo de trabajo que abrirá y cerrará la puerta del transistor, consiguiendo así aumentar o reducir la tensión entregada al LED y por tanto su nivel de

luminosidad. También dispondrá de un botón de Reset conectado al PIC que al ser pulsado hará que el ciclo de trabajo caiga a cero, apagando el LED instantáneamente.

El circuito estará dimensionado para en condiciones normales, trabajar con un ciclo de trabajo del 40% entregando 38 V al LED, con una frecuencia de conmutación de 50Khz.

2.2 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El circuito será montado de acuerdo a las reseñas teóricas y de diseño descritas a lo largo del documento 1 "MEMORIA". Los cambios aplicados durante el desarrollo del proyecto deben ser debidamente simulados para comprobar que no se pone en riesgo la integridad del dispositivo.

2.3 CONDICIONES DE USO

El circuito puede ser alimentado con tensiones por debajo de 220V tanto de CC como de CA, pero nunca con tensiones superiores, ya que además del circuito se pondría en peligro el diodo LED, que por encima de 42 V se quemará. De igual modo el potenciómetro esta dimensionado para bloquear el ciclo de trabajo al 50%. Por encima de este porcentaje los convertidores flyback pueden sufrir graves fallos de funcionamiento.

3. CONDICIONES LEGALES

3.1 USO DEL PROTOTIPO

El proyecto establece el diseño de un convertidor flyback como alimentación para diodos LED. Su carácter es de prototipo, por lo que carece de los correspondientes permisos para ser utilizado de manera formal en el proceso de iluminación mediante este tipo de lámparas.

El circuito podrá ser utilizado en pruebas experimentales en un entorno controlado de laboratorio técnico. En todo caso, se deberán respetar sus características técnicas y satisfacer las precauciones de uso establecidas anteriormente.

El uso indebido del producto será responsabilidad única y directa del usuario, careciendo de responsabilidad civil ni penal el proyectante.

3.2 PROPIEDAD INTELECTUAL

La propiedad intelectual corresponde tanto al proyectante como a su institución. Asimismo, las partes que integran el diseño y que son origen de trabajos externos, serán propiedad intelectual de su autor original.

4.CONDICIONES ECONÓMICAS

El producto resultante del presente proyecto tiene carácter de prototipo, por lo que no está disponible para su comercialización.

En cambio, se podrá valorar una futura explotación del diseño, siempre y cuando sea con fines de investigación y para mejorar el producto. Las partidas presupuestarias que pudieran surgir de la misma se definirán dentro de ese futuro marco de investigación.

Documento N°6:

Bibliografía

Estas son las principales fuentes de información utilizadas , junto con las consultas al profesor responsable:

- [1] *Power Supplies for LED driving.*(Steve Winder) ed. Newnes.
- [2] *Apuntes de electrónica de potencia. Lección7 Convertidores CC-CC. (Manuel Rico Secades) Universidad de Oviedo.*
- [3] *Apuntes Ampliación de electrónica de potencia.*
- [4] *Fundamentals of Power Electronics. Second edition. Robert W. Erickson*
- [5] *Datasheet PIC18F2220*
- [6] *PIC 18f2220 user's guide*
- [7] *Datasheet HV9910B*
- [8] *Manual de uso PSPICE*
- [9] *Guías de usuario MPLAB IDE/IPE*
- [10] *Soporte en línea de microchip*
- [11] *Datasheet LED Cree XLamp CXA307*
- [12] *Datasheet MOSFET IPA65R190C7*
- [13] *Datasheet Diodo STTH8R06*

