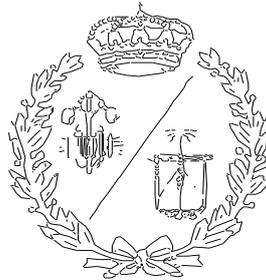


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**CONVERTIDOR ĆUK COMO EMULADOR DE
RESISTENCIA**

(Ćuk converter as a resistance emulator)

Para acceder al Título de

**GRUADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: Ángela López López

Junio - 2019

Índice

0	ÍNDICE DE FIGURAS.....	1
1	MEMORIA.....	5
1.1	OBJETO	5
1.2	ALCANCE	5
1.3	ANTECEDENTES.....	6
1.3.1	Estudio del convertidor en CCM.....	6
1.3.2	Estudio del convertidor en DCM	8
1.4	NORMAS Y REFERENCIAS	14
1.4.1	Disposiciones legales y normas aplicadas	14
1.4.2	Programas de cálculo	14
1.4.3	Bibliografía.....	15
1.5	DEFINICIONES Y ABREVIATURAS	17
1.6	REQUISITOS DE DISEÑO	18
1.7	RESULTADOS FINALES	18
1.7.1	Resultados obtenidos experimentalmente	18
1.7.2	Conclusiones	20
2	ANEXOS.....	22
2.1	DOCUMENTACIÓN DE PARTIDA	22
2.2	CÁLCULOS	22
2.2.1	Dimensionado de los parámetros del circuito para caso límite CCM-DCM.....	22
2.2.2	Diseño de las inductancias	31
2.2.3	Selección de los condensadores	38

2.2.4	Selección de los diodos	39
2.2.5	Selección del MOSFET.....	42
2.2.6	Programación del PWM en Arduino	43
2.2.7	Selección del driver	47
2.2.8	Diseño de la resistencia de salida	47
3	PLANOS	49
3.1	PLANO Nº1: CONVERTIDOR ĆUK CON ENTRADA DE POTENCIA MÁXIMA. LÍMITE CCM-DCM.....	49
3.2	PLANO Nº2: CONVERTIDOR ĆUK CON ENTRADA ALTERNA. LÍMITE CCM-DCM	50
4	MEDIDAS EXPERIMENTALES	51
4.1	COMPROBACIÓN DE LAS BOBINAS	51
4.1.1	Comprobación de la bobina L_1	52
4.1.2	Comprobación de la bobina L_2	53
4.2	PRUEBA DEL CONVERTIDOR SOBRE LADRILLO	54
4.3	MONTAJE Y PRUEBA DEL CONVERTIDOR EN PCB	57

0 ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 1	Convertidor Ćuk. [6]	p. 6
Fig. 2	Convertidor Ćuk en CCM con interruptor en conducción. [6]	p. 6
Fig. 3	Convertidor Ćuk en CCM con diodo en conducción. [6]	p. 7
Fig. 4	Convertidor Ćuk en DCM con interruptor en conducción. [6]	p. 8
Fig. 5	Convertidor Ćuk en DCM con diodo en conducción. [6]	p. 9
Fig. 6	Convertidor Ćuk en DCM sin elementos en conducción. [6]	p. 9
Fig. 7	Corrientes en las bobinas de un convertidor Ćuk trabajando en DCM. I_{L1} en verde e I_{L2} en rojo.	p. 11
Fig. 8	Convertidor Ćuk con los signos empleados en el siguiente desarrollo.	p. 12
Fig. 9	Tensión (verde), corriente (amarillo) y potencia (rosa) de entrada al prototipo.	p. 19
Fig. 10	Factor de potencia en la fuente.	p. 19
Fig. 11	Tensión (verde) y corriente (amarillo) de entrada al convertidor deformadas.	p. 20
Fig. 12	Convertidor Ćuk en Capture.	p. 27
Fig. 13	Corriente a través del diodo para un periodo de conmutación.	p. 28
Fig. 14	Corriente a través del diodo ampliada al final del periodo de conmutación.	p. 28
Fig. 15	Potencia de salida.	p. 29
Fig. 16	Convertidor Ćuk con entrada alterna en Capture.	p. 29

Fig. 17	Tensión de entrada (en verde) frente a 50 veces la corriente en la bobina L_1 (en rojo).	p. 30
Fig. 18	Corriente en la bobina L_1 (en verde) frente su valor medio (en rojo).	p. 30
Fig. 19	Núcleo ETD29 y ampliación del terminal con el cobre enrollado en él.	p. 36
Fig. 20	Terminal con el cobre enrollado y estañado.	p. 36
Fig. 21	Bobinado terminado en la bobinadora manual.	p. 37
Fig. 22	Bobina terminada.	p. 37
Fig. 23	Condensador $C_{1.1}$.	p. 38
Fig. 24	Condensador $C_{1.2}$.	p. 38
Fig. 25	Condensadores $C_{2.1}$ y $C_{2.2}$.	p. 39
Fig. 26	Disposición del puente de diodos y tensión rectificada [7]	p. 40
Fig. 27	Diodo 15ETX06.	p. 41
Fig. 28	Onda de tensión a través del diodo.	p. 41
Fig. 29	Onda de corriente a través del diodo.	p. 41
Fig. 30	Corriente a través del MOSFET para potencia de entrada máxima.	p. 42
Fig. 31	Tensión a través del MOSFET para potencia de entrada máxima.	p. 43
Fig. 32	MOSFET STW20NM50FD.	p. 43
Fig. 33	Arduino UNO [5]	p. 44
Fig. 34	PWM a la salida de la placa Arduino UNO, ciclo deseado $D=10\%$.	p. 45
Fig. 35	PWM a la salida de la placa Arduino UNO, ciclo deseado $D=40\%$.	p. 46

Fig. 36	Driver MIC4423ZN.	p. 47
Fig. 37	Resistencia de 10Ω , una de las cinco empleadas.	p. 48
Fig. 38	Medidor LCR de alta precisión.	p. 51
Fig. 39	Bobina L_1 conectada para su comprobación	p. 52
Fig. 40	Inductancia de la bobina L_1 a 50 kHz	p. 52
Fig. 41	Inductancia de la bobina L_1 a 50 kHz atravesada por 7 A de corriente DC.	p. 53
Fig. 42	Bobina L_2 conectada para su comprobación.	p. 53
Fig. 43	Inductancia de la bobina L_2 a 50 kHz.	p. 54
Fig. 44	Inductancia de la bobina L_2 a 50 kHz atravesada por 2 A de corriente DC.	p. 54
Fig. 45	Convertidor Ćuk montado sobre ladrillo.	p. 55
Fig. 46	Tensión en el MOSFET montado sobre el ladrillo.	p. 55
Fig. 47	Tensión en el diodo montado sobre el ladrillo.	p. 56
Fig. 48	Tensión en la carga montada sobre el ladrillo.	p. 56
Fig. 49	Conexiones de estaño bajo la PCB.	p. 57
Fig. 50	Convertidor montado sobre PCB (sin carga).	p. 58
Fig. 51	Convertidor montado sobre PCB (con carga).	p. 58
Fig. 52	Tensión puerta fuente en el transistor.	p. 59
Fig. 53	Corriente en la bobina L_1 para tensión de entrada constante.	p. 59
Fig. 54	Tensión (verde), corriente (en amarillo) y potencia (en rosa) de alimentación.	p. 60
Fig. 55	Tensión en carga (en verde), corriente en la carga (en amarillo) y potencia recibida por la carga (en rosa).	p. 61

Fig. 56 Tensión (en verde) y corriente (en amarillo) de **p. 62** alimentación.

Fig. 57 Factor de potencia en la fuente de alimentación. **p. 62**

Fig. 58 Tensión (en verde) y corriente (en amarillo) de **p. 63** alimentación a 80V.

1 MEMORIA

1.1 OBJETO

El objeto del presente proyecto es establecer y justificar todos los datos constructivos que permitan la construcción de un convertidor electrónico de potencia que actúe como un emulador de resistencia. Las especificaciones básicas son: Potencia enviada a la carga $P_{out} = 400 \text{ W}$, siendo la carga $R_{out} = 50 \Omega$. Tensión de entrada sinusoidal de valor eficaz $V_g = 120 \text{ V}$ y una tensión en la carga $V_{out} = 141.4 \text{ V}$ aproximadamente.

Este convertidor tiene como última finalidad (la cual no forma parte de este proyecto) conectarse a un transformador de baja tensión para amortiguar las ferresonancias que en él se producen.

La ferresonancia puede describirse como un estado estable de oscilación de la tensión a una frecuencia distinta de la nominal de la red, como consecuencia del cambio de inductancia por saturación de transformadores que se pueden producir tras una falta y la interacción con capacidades. [15]

El convertidor elegido es un convertidor Ćuk sin aislamiento. Se impone que el convertidor trabaje en DCM debido a que, en este modo de conducción, la corriente en la bobina de entrada sigue la forma de onda de la tensión de entrada, siendo este comportamiento igual al de una resistencia. Además, el modelo del circuito se asimila a un sistema de primer orden, lo que simplifica el diseño de un control posterior.

1.2 ALCANCE

El alcance de este proyecto consiste en el diseño y montaje de un prototipo de convertidor Ćuk emulador de resistencia. También se incluye la verificación del funcionamiento del circuito.

1.3 ANTECEDENTES

Este proyecto se basa en el análisis previo del convertidor Ćuk en los diferentes modos de conducción (CCM y DCM) y su funcionamiento. El esquema básico de un convertidor Ćuk sin aislamiento es el siguiente:

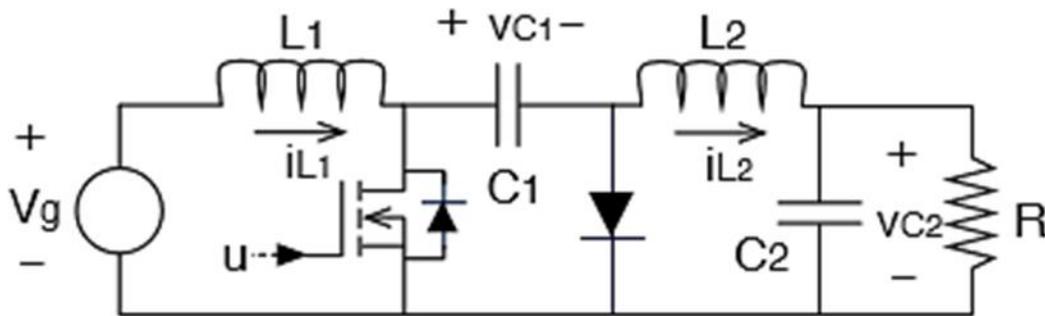


Fig. 1. Convertidor Ćuk [6]

1.3.1 Estudio del convertidor en CCM

Para realizar el estudio del convertidor en el modo de conducción continua se obtendrán las tensiones en las bobinas y las corrientes en los condensadores para cada uno de los intervalos de funcionamiento del convertidor durante un periodo. Así, se facilitará el estudio del circuito, puesto que, en régimen permanente, el valor promedio en el periodo de conmutación de estos valores es cero.

Interruptor en conducción: DT

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= v_g \\
 v_{L2} &= -(v_{C1} + v_{out}) \\
 i_{C1} &= i_{L2} \\
 i_{C2} &= i_{L2} - i_{out}
 \end{aligned}$$

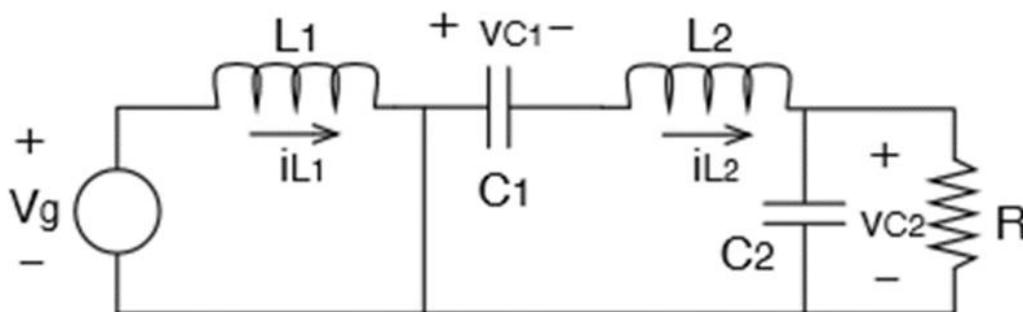


Fig. 2. Convertidor Ćuk en CCM con interruptor en conducción [6]

Diodo en conducción: (1-D)T

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_g - v_{C1} \\ v_{L2} &= -v_{out} \\ i_{C1} &= i_g \\ i_{C2} &= i_{L2} - i_{out} \end{aligned}$$

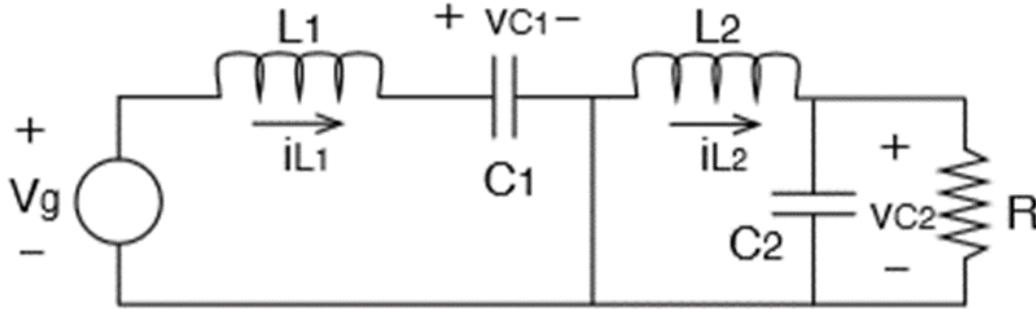


Fig. 3. Convertidor Ćuk en CCM con diodo en conducción [6]

Valores medios

Tensión en la bobina L_1 :

$$\begin{aligned} \langle v_{L1} \rangle &= \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{C1} \rangle \\ 0 &= \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{C1} \rangle \\ \langle v_{C1} \rangle &= \frac{1}{1 - D} \langle v_g \rangle \end{aligned} \tag{1}$$

Tensión en la bobina L_2 :

$$\begin{aligned} \langle v_{L2} \rangle &= -\langle v_{out} \rangle - D \cdot \langle v_{C1} \rangle \\ 0 &= -\langle v_{out} \rangle - D \cdot \langle v_{C1} \rangle \\ \langle v_{C1} \rangle &= -\frac{1}{D} \langle v_{out} \rangle \end{aligned} \tag{2}$$

Corriente en el condensador C_1 :

$$\begin{aligned} \langle i_{C1} \rangle &= D \cdot \langle i_{L2} \rangle + (1 - D) \cdot \langle i_g \rangle \\ 0 &= D \cdot \langle i_{L2} \rangle + (1 - D) \cdot \langle i_g \rangle \\ \langle i_{L2} \rangle &= -\frac{1 - D}{D} \langle i_g \rangle \end{aligned} \tag{3}$$

Corriente en el condensador C_2 :

$$\begin{aligned} \langle i_{C2} \rangle &= \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{out} \rangle \\ 0 &= \langle i_{L2} \rangle - \langle i_{out} \rangle \\ \langle i_{L2} \rangle &= \langle i_{out} \rangle \end{aligned} \tag{4}$$

Relaciones finales

Igualando las ecuaciones (1) y (2) se obtiene la relación entre las tensiones de entrada y de salida:

$$-\frac{1}{D} \langle v_{out} \rangle = \frac{1}{1-D} \langle v_g \rangle$$

$$\langle v_{out} \rangle = -\frac{D}{1-D} \langle v_g \rangle$$

Igualando las ecuaciones (3) y (4) se obtiene la relación entre las corrientes de entrada y de salida:

$$\langle i_{out} \rangle = -\frac{1-D}{D} \langle i_g \rangle$$

1.3.2 Estudio del convertidor en DCM

Para realizar el estudio del convertidor en modo de conducción discontinuo se seguirá el mismo procedimiento empleado en el estudio en CCM. Sin embargo, en este caso se analizan los valores promedio de las tensiones en las inductancias y las corrientes en los condensadores, considerando tres intervalos dentro del periodo de conmutación: DT , D_2T y $(1-D-D_2)T$.

Interruptor en conducción: DT

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_g \\ v_{L2} &= -(v_{C1} + v_{out}) \\ i_{C1} &= i_{L2} \\ i_{C2} &= i_{L2} - i_{out} \end{aligned}$$

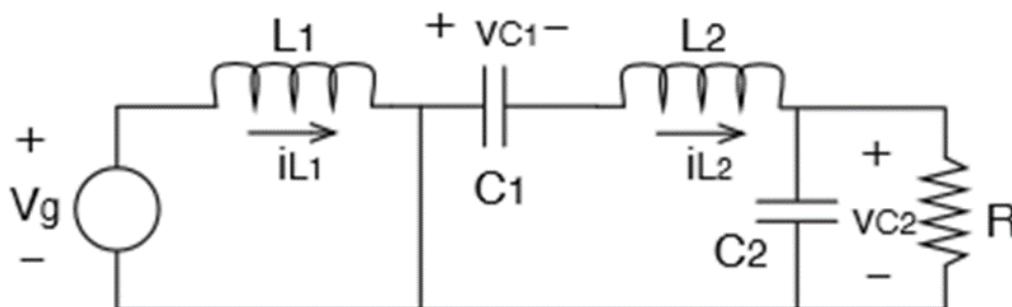


Fig. 4. Convertidor Ćuk en DCM con interruptor en conducción [6]

Diodo en conducción: D₂T

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_g - v_{C1} \\ v_{L2} &= -v_{out} \\ i_{C1} &= i_g \\ i_{C2} &= i_{L2} - i_{out} \end{aligned}$$

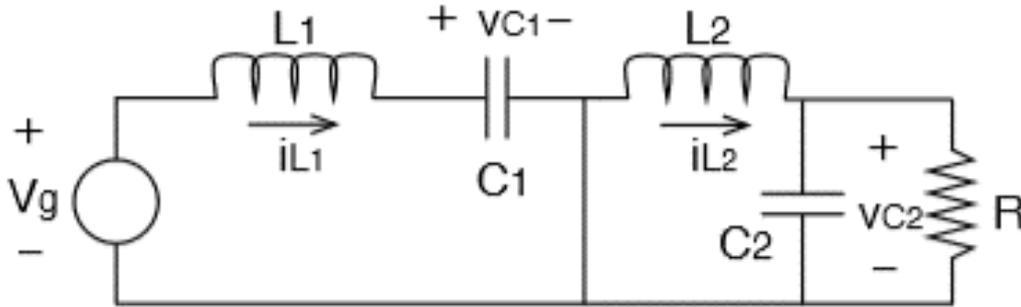


Fig. 5. Convertidor Ćuk en DCM con diodo en conducción [6]

Ningún elemento en conducción: (1-D-D₂)T

$$\begin{aligned} v_{L1} &= v_g - v_{out} - v_{L2} - v_{C1} \\ v_{L2} &= v_g - v_{out} - v_{L1} - v_{C1} \\ i_{C1} &= i_g \\ i_{C2} &= i_g - i_{out} \end{aligned}$$

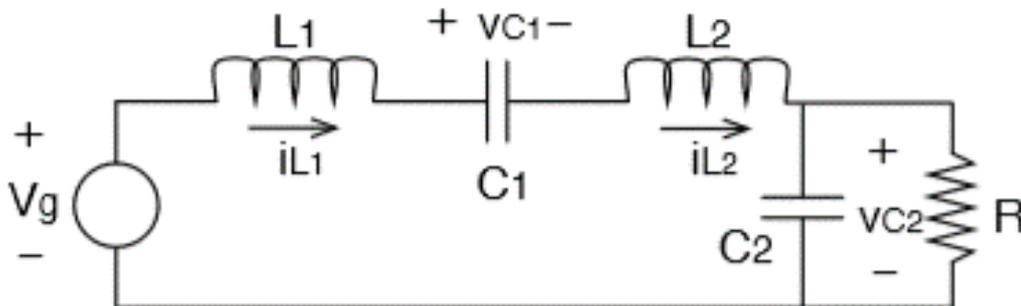


Fig. 6. Convertidor Ćuk en DCM sin elementos en conducción [6]

Valores medios

Tensión en la bobina L₁:

$$\begin{aligned} \langle v_{L1} \rangle &= \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{C1} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{L2} \rangle \\ 0 &= \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{C1} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot 0 \\ 0 &= \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{C1} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle \\ \langle v_{C1} \rangle &= \frac{\langle v_g \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle}{1 - D} \end{aligned}$$

Tensión en la bobina L_2 :

$$\begin{aligned}
 \langle v_{L_2} \rangle &= (1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle - (1 - D_2) \cdot \langle v_{C_1} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{L_2} \rangle \\
 0 &= (1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle - (1 - D_2) \cdot \langle v_{C_1} \rangle - (1 - D - D_2) \cdot 0 \\
 0 &= (1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle - (1 - D_2) \cdot \langle v_{C_1} \rangle \\
 \langle v_{C_1} \rangle &= \frac{(1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle}{1 - D_2} \quad (5)
 \end{aligned}$$

Corriente en el condensador C_1 :

$$\begin{aligned}
 \langle i_{C_1} \rangle &= D \cdot \langle i_{L_2} \rangle + (1 - D) \cdot \langle i_g \rangle \\
 0 &= D \cdot \langle i_{L_2} \rangle + (1 - D) \cdot \langle i_g \rangle \\
 \langle i_g \rangle &= -\frac{D}{1 - D} \langle i_{L_2} \rangle \quad (6)
 \end{aligned}$$

Corriente en el condensador C_2 :

$$\begin{aligned}
 \langle i_{C_2} \rangle &= (D + D_2) \cdot \langle i_{L_2} \rangle - \langle i_{out} \rangle + (1 - D - D_2) \cdot \langle i_g \rangle \\
 0 &= \langle i_{L_2} \rangle - \langle i_{out} \rangle \\
 \langle i_{L_2} \rangle &= \langle i_{out} \rangle
 \end{aligned}$$

Relaciones finales

Igualando las ecuaciones (5) y (6) se obtiene la relación entre las tensiones de entrada y de salida:

$$\begin{aligned}
 \frac{\langle v_g \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle}{1 - D} &= \frac{(1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle}{1 - D_2} \\
 \{\langle v_g \rangle - (1 - D - D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle\} \cdot (1 - D_2) &= \{(1 - D - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - \langle v_{out} \rangle\} \cdot (1 - D) \\
 (1 - D_2) \cdot \langle v_g \rangle - (1 - D - 2D_2 + D_2^2 + D \cdot D_2) \cdot \langle v_{out} \rangle &= \\
 = (1 - 2D - D_2 + D^2 + D \cdot D_2) \cdot \langle v_g \rangle - (1 - D) \cdot \langle v_{out} \rangle \\
 \{(1 - D_2) - (1 - 2D - D_2 + D^2 + D \cdot D_2)\} \cdot \langle v_g \rangle &= \\
 = \{(1 - D - 2D_2 + D_2^2 + D \cdot D_2) - (1 - D)\} \cdot \langle v_{out} \rangle \\
 (2D - D \cdot D_2 - D^2) \cdot \langle v_g \rangle &= (-2D_2 + D \cdot D_2 + D_2^2) \cdot \langle v_{out} \rangle \\
 \frac{(2D - D \cdot D_2 - D^2)}{(-2D_2 + D \cdot D_2 + D_2^2)} \cdot \langle v_g \rangle &= \langle v_{out} \rangle \\
 \langle v_{out} \rangle &= \frac{D \cdot (2 - D_2 - D)}{-D_2 \cdot (2 - D - D_2)} \cdot \langle v_g \rangle
 \end{aligned}$$

$$\langle v_{out} \rangle = -\frac{D}{D_2} \langle v_g \rangle$$

Dado que D_2 es menor que $(1-D)$, en DCM la tensión de salida es mayor que en CCM con el mismo D y V_g .

Igualando las potencias de entrada y salida suponiendo un rendimiento del 100%, se obtendrá la relación teórica entre la corriente de entrada y la corriente de salida:

$$P_{in} = P_{out}$$

$$\langle v_g \rangle \cdot \langle i_g \rangle = \langle v_{out} \rangle \cdot \langle i_{out} \rangle$$

$$\langle i_{out} \rangle = \frac{\langle v_g \rangle}{\langle v_{out} \rangle} \cdot \langle i_g \rangle$$

$$\langle i_{out} \rangle = -\frac{D_2}{D} \langle i_g \rangle$$

Valor de D_2

Para obtener el valor de D_2 en función de los parámetros del circuito se deberá realizar el estudio de las corrientes de ambas bobinas para cada intervalo que compone el periodo de conmutación. Como se puede observar en la gráfica, las corrientes en el intervalo $(1-D-D_2)T$ son constantes e iguales a un valor que se denominará I_{L0} .

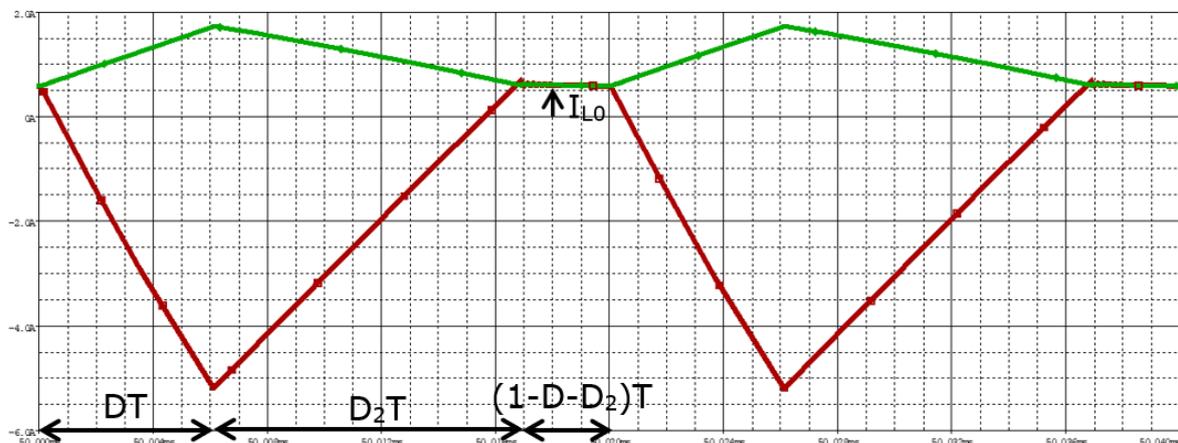


Fig. 7. Corrientes en las bobinas de un convertidor Ćuk trabajando en DCM. i_{L1} en verde e i_{L2} en rojo

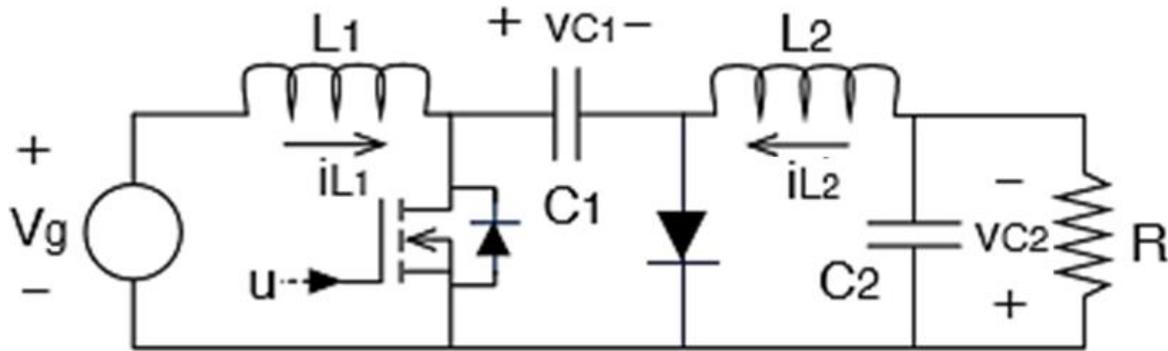


Fig. 8. Convertidor Ćuk con los signos empleados en el siguiente desarrollo [8]

Basando la demostración en la desarrollada por Azcondo, Francisco J. en los apuntes de la asignatura G729 – Conversión Electrónica de Potencia “Modelado DCM”:

Transistor en conducción: 0 a DT

$$i_{L1} = \frac{V_g}{L_1} \cdot t + I_{L0}$$

$$i_{L2} = \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot t - I_{L0}$$

Diodo en conducción: DT a (D+D₂)T

$$i_{L1} = \frac{V_g - V_{C1}}{L_1} \cdot (t - DT) + \frac{V_g}{L_1} \cdot DT + I_{L0}$$

$$i_{L2} = -\frac{V_o}{L_2} \cdot (t - DT) + \frac{V_{C1} - V_o}{L_2} \cdot DT - I_{L0}$$

Ningún dispositivo en conducción: (D+D₂)T a T

$$i_{L1} = I_{L0}$$

$$i_{L2} = -I_{L0}$$

En régimen permanente:

$$\langle i_{L1} \rangle = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_1} + I_{L0}$$

$$\langle i_{L2} \rangle = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - I_{L0}$$

Conocida la relación en régimen permanente entre las corrientes medias de ambas bobinas:

$$\frac{D_2}{D} \cdot \langle i_{L_1} \rangle = \langle i_{L_2} \rangle$$

$$\frac{D_2}{D} \left(\frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_1} + I_{L_0} \right) = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - I_{L_0}$$

$$I_{L_0} \cdot \left(1 + \frac{D_2}{D} \right) = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - \frac{D_2}{D} \cdot \left(\frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_1} \right)$$

$$I_{L_0} \cdot \frac{D + D_2}{D} = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - \frac{D + D_2}{2} \cdot \left(\frac{D_2}{D} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_1} \right)$$

$$I_{L_0} \cdot \frac{1}{D} = \frac{V_g \cdot DT}{2L_2} - \frac{D_2}{D} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{2L_1}$$

$$I_{L_0} = \frac{V_g \cdot D^2 T}{2L_2} - \frac{V_g \cdot DD_2 T}{2L_1}$$

$$I_{L_0} = V_g \cdot \frac{DT}{2} \left(\frac{D}{L_2} - \frac{D_2}{L_1} \right)$$

Siendo el valor medio de la corriente de salida igual al valor medio de la segunda bobina:

$$\langle i_o \rangle = \langle i_{L_2} \rangle$$

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - I_{L_0}$$

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - V_g \cdot \frac{DT}{2} \left(\frac{D}{L_2} - \frac{D_2}{L_1} \right)$$

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{D + D_2}{2} \cdot \frac{V_g \cdot DT}{L_2} - V_g \cdot \frac{DT}{2} \left(\frac{D}{L_2} - \frac{D_2}{L_1} \right)$$

$$\frac{V_o}{R_o} = V_g \cdot \frac{DT}{2} \left\{ \frac{D + D_2}{L_2} - \frac{DL_1 - D_2L_2}{L_1 \cdot L_2} \right\}$$

$$\frac{V_o}{R_o} = V_g \cdot \frac{DT}{2} \left\{ \frac{(D + D_2)L_1 - (DL_1 - D_2L_2)}{L_1 \cdot L_2} \right\}$$

$$\frac{V_o}{V_g} = R \cdot \frac{DT}{2} \left\{ \frac{D_2L_1 + D_2L_2}{L_1 \cdot L_2} \right\}$$

$$\frac{D}{D_2} = R \cdot \frac{DD_2T}{2} \left\{ \frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2} \right\}$$

$$1 = R \cdot \frac{D_2^2 T}{2} \cdot \frac{1}{L_{eq}}$$

$$2 \cdot L_{eq} = RT \cdot D_2^2$$

$$D_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot L_{eq}}{R \cdot T}}$$

1.4 NORMAS Y REFERENCIAS

1.4.1 Disposiciones legales y normas aplicadas

- AENOR. "Criterios generales para la elaboración formal de los documentos que constituyen un proyecto técnico". UNE 157001:2014. Madrid: AENOR.
- "Normas para la redacción del trabajo fin de grado". Universidad de Cantabria.

1.4.2 Programas de cálculo

Los programas empleados en la realización de este proyecto han sido, principalmente:

- **MATLAB:** es un software matemático creado por la corporación MathWorks® basado en su propio lenguaje de programación, que permite obtener sencilla y rápidamente el resultado de cálculos numéricos de variada dificultad.
- **OrCAD Capture:** es un software diseñado por Cadence PCB Solutions. Este programa permite diseñar el esquemático de los circuitos eléctricos y/o electrónicos y resolverlos, además de representar las gráficas de los distintos parámetros del circuito.

- **Arduino IDE:** es un software diseñado por Arduino. Este programa permite diseñar el código que define el funcionamiento de nuestra placa Arduino y cargarlo en ésta.
- **FlukeView:** es un software diseñado por Fluke. Su finalidad principal es recibir y procesar las imágenes generadas por el osciloscopio de la misma marca empleado en la comprobación del funcionamiento del PWM.

1.4.3 Bibliografía

- [1] Erickson, R. W., Maksimović, D., & University of Colorado Boulder. (2001). *Fundamentals of Power Electronics* (2ª ed.). New York, United States of America: KLUWER ACADEMIC PUBLISHERS.
- [2] Marulanda Durango, J. J., Ordoñez, J. J., & Mosquera Machado, L. F. (2017). Diseño y construcción de un convertidor DC/DC tipo Boost con PWM ajustable. *Scientia et Technica*, Vol. 22 (No. 1), 10–11. Recuperado de:
<file:///C:/Users/GL703/Documents/Dialnet-DisenoyConstruccionDeUnConvertidorDcdcTipoBoostCon-6018648.pdf>
- [3] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones* (3ª ed.) México: Pearson Educación.
- [4] Lájara Vizcaíno, J. R., & Pelegrí Sebastián, J. (2014). *Sistemas integrados con Arduino*. Barcelona, España: MARCOMBO S.A..
- [5] Arduino. (s.f.). Arduino UNO. Recuperado 8 junio, 2019, de <https://store.arduino.cc/arduino-uno-rev3>
- [6] Arango, E., Ramos-Paja, C. A., Giral, R., Serna, S., & Petrone, G. (2011). Modeling and Control of Ćuk Converter Operating in DCM. *Electrical Engineering and Control*, 441–449.

https://doi.org/10.1007/978-3-642-21765-4_55

- [7]** Padial, J. (2014, 3 julio). ¿Qué es un puente rectificador de diodos?. Recuperado 9 junio, 2019, de <https://curiosoando.com/que-es-un-puente-rectificador-de-diodos>
- [8]** Azcondo, F. J. *Convertidores CC/CC: Topologías sin aislamiento*. E.T.S. Ingenieros Industriales y de Telecomunicación. Universidad de Cantabria.
- [9]** Chen, Z., Zheng, Y., Yan, H., & Facchetti, A. (2009). Naphthalene dicarboximide- vs Perylene dicarboximide- Based Copolymers. Synthesis and Semiconducting Properties in Bottom-Gate N-Channel Organic Transistors. *Journal of the American Chemical Society*, 131(1), 8–9.
<https://doi.org/10.1021/ja805407g>
- [10]** Texas Instruments Inc. (s.f.). UCx854 High-Power Factor Preregulator [Datasheet]. Recuperado de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3854.pdf>
- [11]** IRF. (2006, octubre). Hyperfast Rectifier [Datasheet]. Recuperado 11 junio, 2019, de <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/15etx06.pdf>
- [12]** STMicroelectronics. (2000). STW20NM50FD [Datasheet]. Recuperado 11 junio, 2019, de <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stw20nm50fd.pdf>
- [13]** MICREL INC. (2005, Julio). MIC4423/4424/4425 Dual 3A-Peak Low-Side MOSFET Driver [Datasheet]. Recuperado 19 junio, 2019, de http://www.farnell.com/datasheets/8671.pdf?_ga=2.173710240.2093103956.1560757100-1080404742.1547921073&_gac=1.85334379.1560757100.Cj0KCQj

w9JzoBRDjARIsAGcdIDX0hf_Q3IihppDeWdXwMd9vcvGXygaRvPB-FrPWupSZ4Le6eSQIezUaAsq0EALw_wcB

- [14] GAINTA INDUSTRIES LTD. (s.f.). ALUG704160-PCB, ALUG705160-PCB [Datasheet]. Recuperado 20 junio, 2019, de <http://www.twinner.com.tw/files/gainta/ALUG704XXX-PCB;ALUG705XXX-PCB.PDF>
- [15] T. van Craenenbroeck, D. V. Dommelen et al., Damping circuit design for ferroresonance in floating power systems. *European Transactions on Electrical Power*, vol. 10, no. 3, pp. 155–159, 2007

1.5 DEFINICIONES Y ABREVIATURAS

- DC** Del inglés "*Direct Current*", en español "*Corriente Continua*", se refiere a una corriente de intensidad constante en la que el movimiento de las cargas siempre es en el mismo sentido.
- AC** Del inglés "*Alternating Current*", en español "*Corriente Alterna*", se refiere a una corriente eléctrica de magnitud y sentido variable.
- CCM** Del inglés "*Continuous Conduction Mode*", en español "*Modo de Conducción Continua*", se refiere al modo de funcionamiento de un convertidor electrónico de potencia. Este modo de funcionamiento se da cuando el rizado de la bobina es menor que la intensidad media que la atraviesa.
- DCM** Del inglés "*Discontinuous Conduction Mode*", en español "*Modo de Conducción Discontinua*", se refiere al modo de funcionamiento de un convertidor electrónico de potencia. Este modo de funcionamiento se da cuando, dentro del periodo de conmutación y, en particular, dentro del tiempo en el que se impone que el transistor esté abierto (tiempo de off), existe un intervalo en el que ninguno de los dispositivos de conmutación conduce.

PWM Del inglés "*Pulse-Width Modulation*", en español "*Modulación por Ancho de Pulsos*", consiste en modificar el ciclo de trabajo de una señal periódica, cuadrada en este caso.

D El ciclo de trabajo es la relación existente entre el tiempo en el que la señal presenta su valor alto y el periodo de ésta.

D₂ Existente únicamente en el modo DCM, representa el intervalo de tiempo dentro de $(1-D)T$ durante el cual el diodo conduce, dividiendo éste entre el periodo de conmutación.

V Tensión.

I Corriente.

P Potencia.

R Resistencia.

L Inductancia.

C Capacitancia.

1.6 REQUISITOS DE DISEÑO

Principalmente, los requisitos de diseño que el modelado del convertidor aspira a cumplir son los siguientes:

- Rendimiento igual o superior al 80%
- Factor de potencia para la alimentación virtualmente igual a 1.
- Tensión de alimentación sinusoidal de valor eficaz igual a 120 V.

1.7 RESULTADOS FINALES

1.7.1 Resultados obtenidos experimentalmente

Siendo el valor eficaz de la tensión de alimentación de 70 V y el ciclo de trabajo $D=30\%$, la onda de corriente entrante al convertidor y, por

tanto, la que envía la fuente, presenta una forma de onda sinusoidal, emulando correctamente una resistencia:

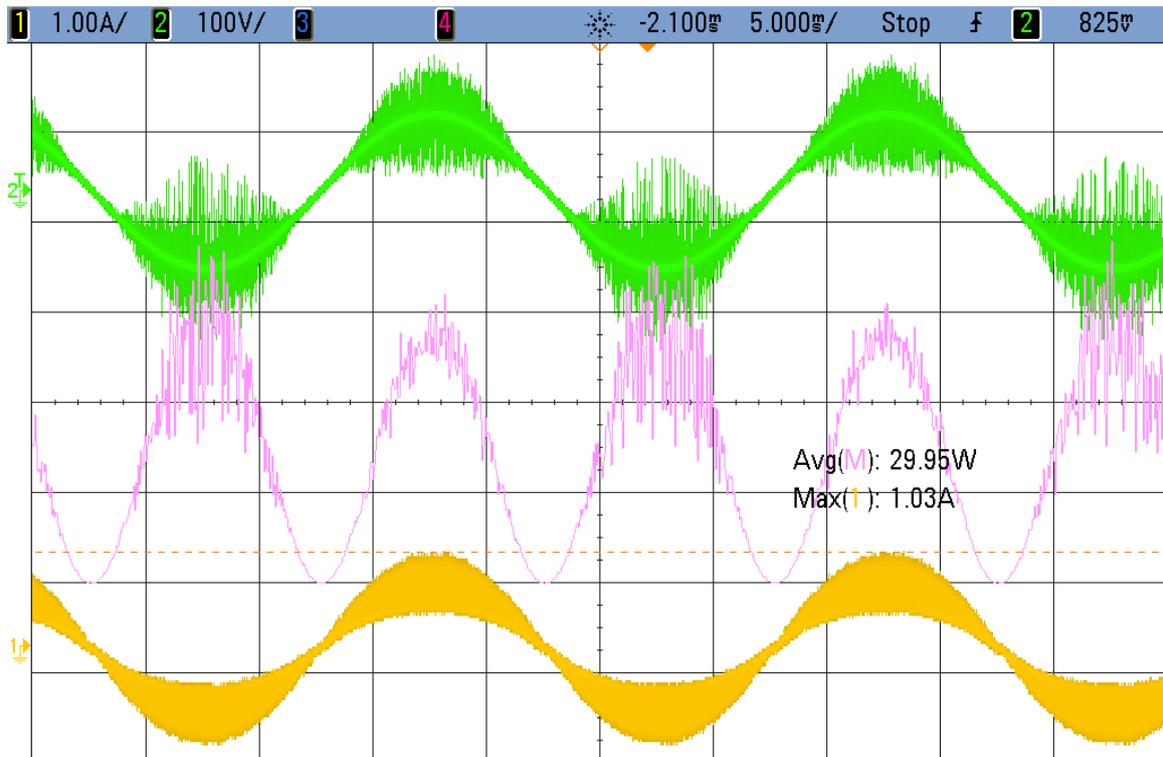


Fig. 9. Tensión (verde), corriente (amarillo) y potencia (rosa) de entrada al prototipo.
Escalas: eje Y – 1A/100V, eje X – 5ms

Por otra parte, el factor de potencia medido por la fuente de corriente alterna es igual a 1:



Fig. 10. Factor de potencia en la fuente

Además, el rendimiento (calculado en el apartado 4.3 de este proyecto) es del 79,78%.

Si se continúa incrementando la tensión de alimentación, las ondas de tensión y corriente de entrada se deforman a partir del valor pico de tensión:

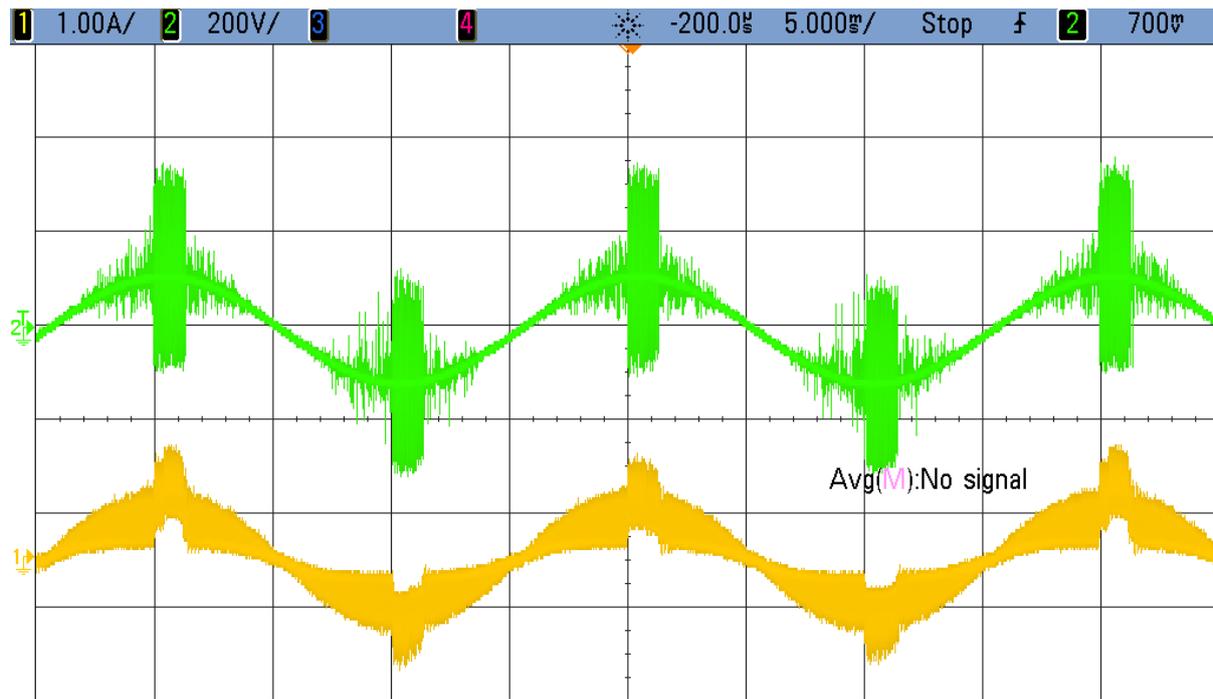


Fig. 11. Tensión (verde) y corriente (amarillo) de entrada al convertidor deformadas.
Escalas: eje Y – 1A/200V, eje X – 5ms

Esta deformación se debe, probablemente, a la saturación de una o las dos bobinas. Se ha realizado esta deducción en base a que, disminuyendo el ciclo de trabajo (y, por tanto, disminuyendo la corriente) la forma de onda volvía a presentar la forma sinusoidal deseada.

1.7.2 Conclusiones

Se concluye que, mediante el prototipo diseñado e implementado físicamente, se ha demostrado el principio de operación del convertidor Ćuk en DCM como emulador de resistencia. Además, el rendimiento se aproxima enormemente al inicialmente definido. Esto implica que, en caso de que se implemente como corrector de ferroresonancia, sustituyendo a las resistencias empleadas actualmente, el 80% de la energía consumida por dichas resistencias (perdida en forma de calor) se recuperaría, pudiendo emplearse, por ejemplo, en la carga de una batería.

Por otra parte, se deben revisar las dimensiones del diseño realizado con relación a la saturación de las bobinas con el fin de conseguir que el

Ángela López López Convertidor Cuk como emulador de resistencia
convertidor trabaje efectivamente como emulador de resistencia para una
tensión eficaz de 120 V.

2 ANEXOS

2.1 DOCUMENTACIÓN DE PARTIDA

Los datos sobre los que se construirá el convertidor serán:

- El valor eficaz de tensión de entrada es: $V_g = 120 V$.
- La frecuencia de conmutación del convertidor es: $f_{conv} = 50 kHz$.
- La potencia media de salida es: $P_{out} = 400 W$.
- La resistencia de carga es: $R_{out} = 50 \Omega$.
- El rizado de corriente pico a pico en la bobina de entrada al convertidor es: $\Delta I_{L1pp} = 30\% I_g$.
- El rizado de tensión pico a pico en el condensador de salida del convertidor es: $\Delta V_{C2pp} = 10\% V_{out}$.

2.2 CÁLCULOS

2.2.1 Dimensionado de los parámetros del circuito para caso límite CCM-DCM

Corriente máxima de entrada

Se realizará el modelado del convertidor suponiendo que, para la condición más desfavorable, dándose ésta en los casos de tensión máxima mínima y corriente máxima, el convertidor trabaje en el límite CCM-DCM.

En este instante de tiempo la potencia instantánea máxima de entrada al convertidor es:

$$p_{inst} = V_{máx_{min}} \cdot I_{máx}$$

$$p_{inst} = \sqrt{2}V_{rms} \cdot \sqrt{2}I_{rms}$$

$$p_{inst} = 2 \cdot P_{media}$$

$$P_{inst_{máx}} = 800 W$$

Con el fin de añadir una seguridad, se multiplicará este valor de potencia de entrada máxima por el coeficiente 1.2, es decir, se realizarán los cálculos teniendo en cuenta un 20% más de potencia de entrada.

$$P'_{inst\,m\acute{a}x} = 800 \cdot 1.2$$

$$P'_{inst\,m\acute{a}x} = 960 \text{ W}$$

Conociendo la $v_{m\acute{a}x\,min}$ y la p'_{inst} , se obtendrá la corriente de entrada al convertidor en el caso más desfavorable:

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{P'_{inst\,m\acute{a}x}}{V_{m\acute{a}x\,min}}$$

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{960}{110\sqrt{2}}$$

$$I_{m\acute{a}x} = 6.171 \text{ A}$$

Tensión y corriente de salida

Conocida la potencia media de salida, ($P_{out} = 400 \text{ W}$) y la resistencia de salida del convertidor ($R_{out} = 50 \Omega$), se puede obtener la tensión de salida:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_{load}}$$

$$V_o^2 = R_{load} \cdot P_o$$

$$V_o = \sqrt{R_{load} \cdot P_o}$$

$$V_o = 141.421 \text{ V}$$

Y, asimismo, la corriente de carga:

$$P_o = R_{load} \cdot I_{load}^2$$

$$I_{load}^2 = \frac{P_o}{R_{load}}$$

$$I_{load} = \sqrt{\frac{P_o}{R_{load}}}$$

$$I_{load} = 2.8284 \text{ A}$$

Ciclo de trabajo

Puesto que se impone en el convertidor el límite entre los modos CCM-DCM, se calcula el valor del ciclo de trabajo, asumiendo un rendimiento del 100%, resolviendo:

$$\left| \frac{V_o}{V_g} \right| = \left| \frac{D}{1-D} \right|$$

$$V_o \cdot (1 - D) = V_g \cdot D$$

$$(V_g + V_o) \cdot D = V_o$$

$$D = \frac{V_o}{V_g + V_o}$$

$$D = 0.4762$$

$$D = 0.476$$

Con el fin de asegurar que el convertidor no trabaje más allá del límite, se redondeará el ciclo de trabajo hacia abajo.

Bobinas

A continuación, se obtendrá la bobina situada en la entrada del convertidor. Su rizado pico a pico será limitado a: $\Delta I_{L_1pp} = 30\% I_g$. Conocida la frecuencia de trabajo del convertidor, 50 kHz, se obtendrá el valor de la inductancia:

$$\Delta I_{L_1pp} = 30\% I_g$$

$$\Delta I_{L_1pp} = 0.3 \cdot I_g$$

$$\frac{V_g D}{L_1 \cdot f} = 0.3 \cdot I_g$$

$$L_1 = \frac{V_g D}{0.3 \cdot I_g \cdot f}$$

$$L_1 = 810 \mu H$$

Para obtener la segunda bobina se aplicará la relación entre tensión de entrada y tensión de salida utilizada en los casos de DCM, ya que el convertidor trabaja en el límite y ambos son válidos:

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{1-D} = \frac{D}{\sqrt{K}}$$

$$\frac{1}{1-D} = \frac{1}{\sqrt{K}}$$

$$\sqrt{K} = 1 - D$$

$$K = (1 - D)^2$$

$$\frac{2 \cdot L_{eq}}{R_o T} = (1 - D)^2$$

$$2 \cdot f \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = R_o (1 - D)^2$$

$$\frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f}$$

$$L_1 \cdot L_2 = \frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f} \cdot (L_1 + L_2)$$

$$\left[L_1 - \frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f} \right] \cdot L_2 = \frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f} \cdot L_1$$

$$L_2 = \frac{\left[\frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f} \right]}{\left[L_1 - \frac{R_o (1 - D)^2}{2 \cdot f} \right]} \cdot L_1$$

$$L_2 = 162 \mu H$$

Condensadores

Puesto que se pretende que la tensión de salida apenas presente rizado, el condensador de salida dependerá de la frecuencia de la red en vez de la frecuencia del convertidor. Se basará la demostración en la desarrollada en la nota de aplicación del Datasheet del UC3854, referenciado en la bibliografía de este proyecto como el **[10]**.

Siendo la potencia de entrada:

$$p_{in} = \hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in} \cdot \sin^2(\omega_{red} \cdot t)$$

$$p_{in} = \frac{\hat{V}_{in} \cdot \hat{I}_{in}}{2} \cdot \{1 - \cos(2\omega_{red} \cdot t)\}$$

$$p_{in} = P_{in} - P_{in} \cdot \cos(2\omega_{red} \cdot t)$$

Suponiendo el convertidor ideal:

$$p_{in} = p_{out}$$

La energía máxima en el condensador de salida será:

$$\frac{1}{2} C_o \cdot \hat{V}_o^2 = \frac{1}{2} C_o \cdot V_o^2 + \frac{1}{2\omega_{red}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} P_{in} \cdot \cos(2\omega_{red} \cdot t) \cdot d(\omega t)$$

$$\frac{1}{2} C_o \cdot (\hat{V}_o^2 - V_o^2) = \frac{P_{in}}{2\omega_{red}}$$

$$\frac{1}{2} C_o \cdot (\hat{V}_o + V_o) \cdot (\hat{V}_o - V_o) = \frac{P_{in}}{2\omega_{red}}$$

Suponiendo que el rizado es pequeño, se puede aproximar:

$$\frac{1}{2} C_o \cdot 2V_o \cdot \frac{\Delta V_{opp}}{2} = \frac{P_{in}}{2\omega_{red}}$$

Siendo el rizado:

$$\frac{\Delta V_{opp}}{2} = 5\% V_o \approx 5V$$

$$\frac{\Delta V_{opp}}{2} = \frac{P_o}{2 \cdot 2\pi f_{red} \cdot V_o \cdot C_2}$$

$$C_2 = \frac{P_o}{2\pi \cdot 2f_{red} \cdot V_o \cdot 5}$$

$$C_2 = 810 \mu F$$

En cuanto al condensador situado entre interruptor y diodo, su valor será obtenido definiendo su $\Delta V_{C1pp} = 20\% V_{C1}$.

$$\Delta V_{C1pp} = 20\%(V_g + V_o)$$

$$\frac{I_o D}{C_1 f} = 0.2 \cdot (V_g + V_o)$$

$$C_1 = \frac{I_o D}{0.2 \cdot (V_g + V_o) \cdot f}$$

$$C_1 = 481 \text{ nF}$$

Comprobación mediante simulación de los datos obtenidos

Se desea comprobar que, para los valores obtenidos para la inductancia, la capacidad y el ciclo de trabajo se cumple que el convertidor trabaja, al menos, al límite entre los modos CCM-DCM.

Para realizar esta comprobación se definirá el circuito en OrCAD Capture, comprobando que la corriente por el diodo se hace cero instantes antes de que el interruptor vuelva a activarse.

Introducido en Capture, el convertidor Ćuk modelado en el apartado anterior será:

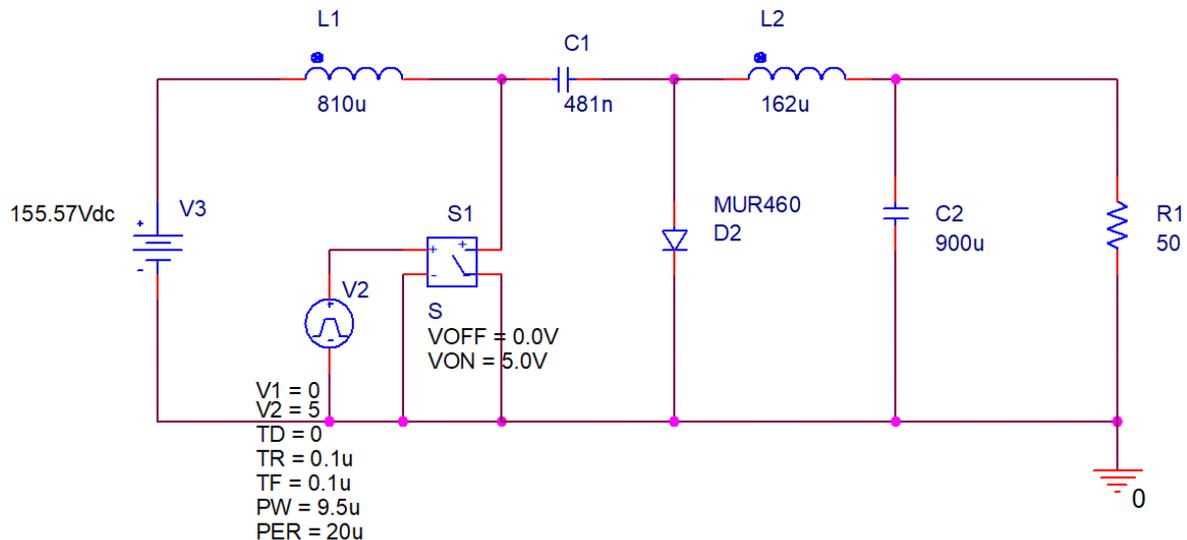


Fig. 12. Convertidor Ćuk en Capture

Introduciendo como entrada la tensión máxima mínima, se podrá comprobar que el circuito modelado trabaja en el modo DCM:

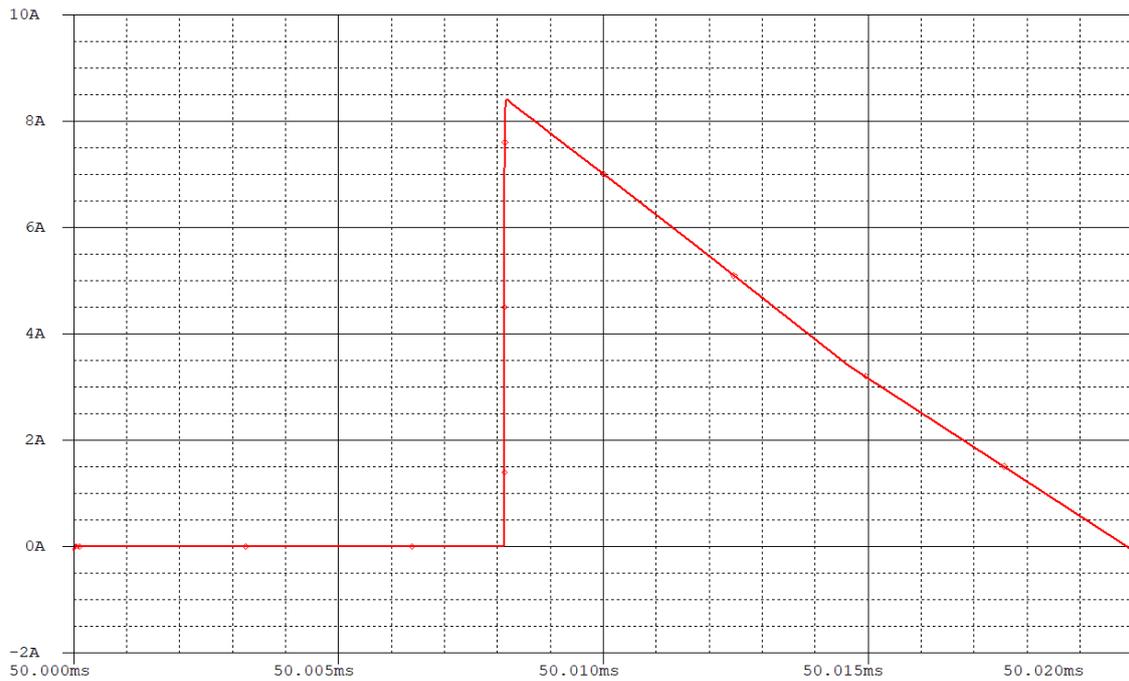


Fig. 13. Corriente a través del diodo para un periodo de conmutación

Como se puede observar, la corriente del diodo parece alcanzar el cero al final del periodo de conmutación. Sin embargo, ampliando la gráfica se confirmará que el diodo deja de conducir instantes antes de que termine el periodo de conmutación:



Fig. 14. Corriente a través del diodo ampliada al final del periodo de conmutación

Por otra parte, se deseará comprobar que se cumple que la potencia de salida es igual a los 400 W deseados, con el fin de poder afirmar que el modelado realizado es válido.

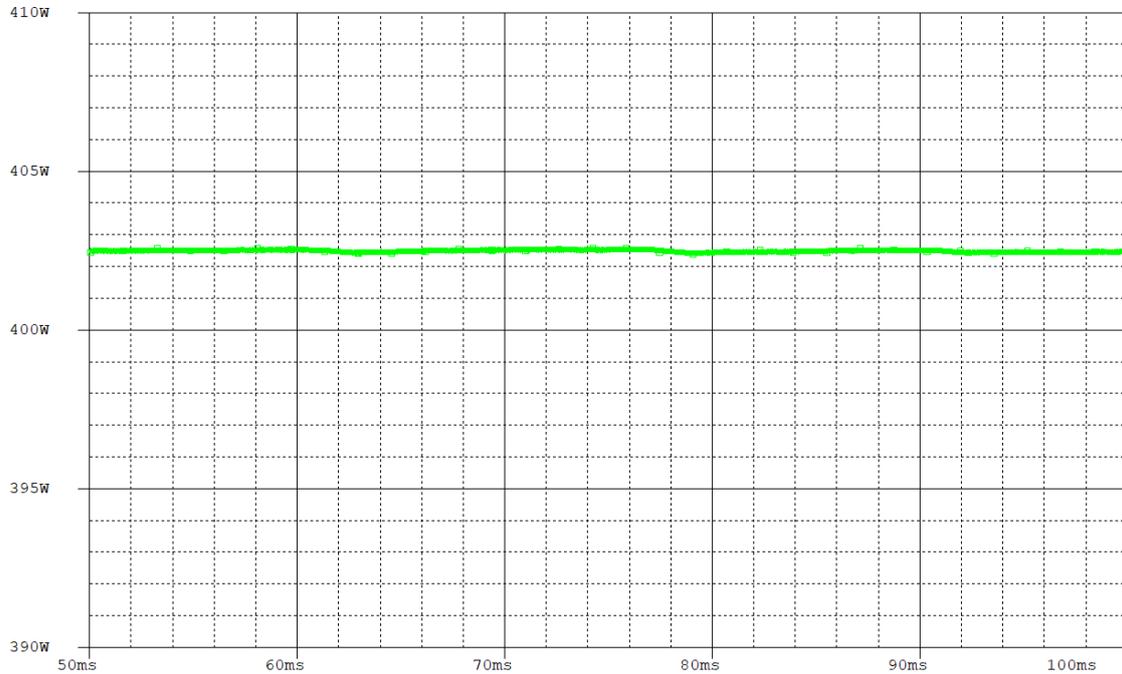


Fig. 15. Potencia de salida

Puesto que la potencia media de salida es de 402 W se afirmará que el modelo es teóricamente válido.

El siguiente circuito simulado en Capture consiste, básicamente, en el convertidor Ćuk ante una entrada alterna rectificadora. La rectificación que realizaría un puente de diodos se simula mediante dos fuentes de alterna desfasadas 180° y dos interruptores que conmutan cuando las ondas son positivas.

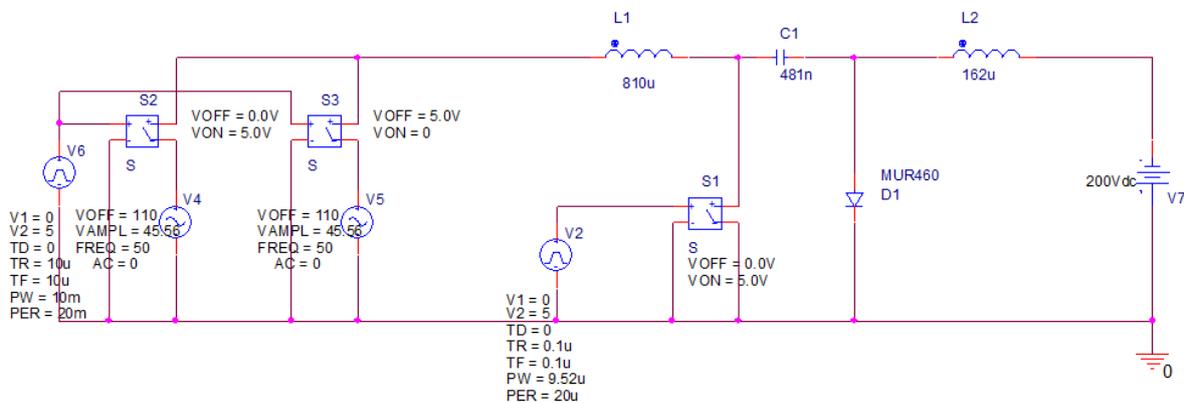


Fig. 16. Convertidor Ćuk con entrada alterna en Capture

En la gráfica a continuación se ha representado la tensión de entrada frente a la corriente de la bobina L_1 . En estas condiciones el circuito trabaja ya en DCM, puesto que la corriente sigue a la tensión de entrada en cuanto a forma de onda. Nótese que la corriente está multiplicada por 50 con el fin de hacer este hecho apreciable.

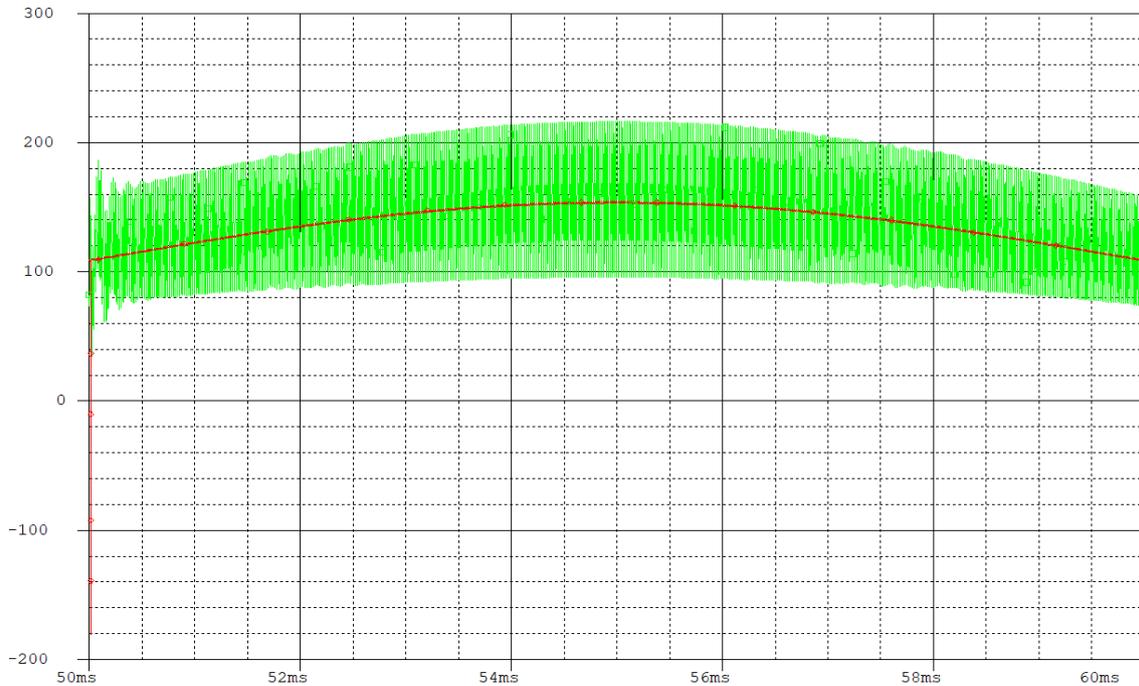


Fig. 17. Tensión de entrada (en rojo) frente a 50 veces la corriente en la bobina L_1 (en verde)

Con el fin de comprobar el rizado que se produce en la corriente de la inductancia L_1 se representará dicha corriente y su valor medio:

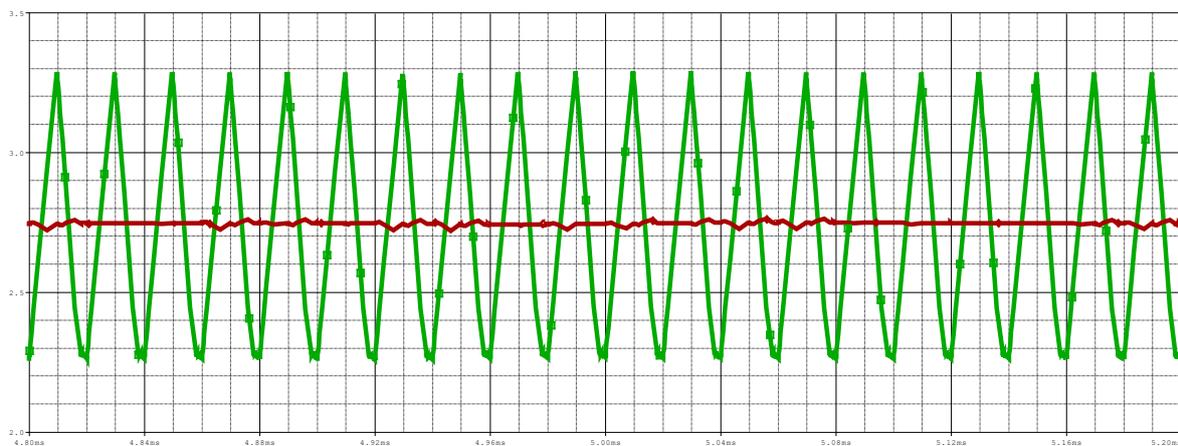


Fig. 18. Corriente en la bobina L_1 (en verde) frente a su valor medio (en rojo)

Puesto que el rizado obtenido es de un 32%, se afirmará que el convertidor está teóricamente bien diseñado.

2.2.2 Diseño de las inductancias

Se utilizarán los núcleos ETD 29 y ETD 49 y el material N97 debido a su disponibilidad en el laboratorio de la Universidad y a su adecuación a esta aplicación.

Las propiedades del núcleo ETD 29 empleadas en los cálculos serán:

$$\begin{cases} k_g = 0.0978 \text{ cm}^5 \\ A_c = 0.76 \text{ cm}^2 \\ W_A = 0.903 \text{ cm}^2 \\ MLT = 5.33 \text{ cm} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_g = 9.78 \cdot 10^{-12} \text{ m}^5 \\ A_c = 7.6 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \\ W_A = 9.03 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \\ MLT = 5.33 \cdot 10^{-2} \text{ m} \end{cases}$$

Las propiedades del núcleo ETD 49 empleadas en los cálculos serán:

$$\begin{cases} k_g = 1.42 \text{ cm}^5 \\ A_c = 2.11 \text{ cm}^2 \\ W_A = 2.71 \text{ cm}^2 \\ MLT = 11.4 \text{ cm} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} k_g = 1.42 \cdot 10^{-10} \text{ m}^5 \\ A_c = 2.11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \\ W_A = 2.71 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \\ MLT = 1.14 \cdot 10^{-1} \text{ m} \end{cases}$$

La resistividad del cobre tomada será:

$$\rho_{Cu} = 1.71 \cdot 10^{-8} \Omega$$

Además, la permeabilidad magnética del vacío es:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2}$$

Por otra parte, se definirá el factor de llenado como $k_u = 0.2$, un valor bajo puesto que el bobinado se va a realizar a mano, lo cual reducirá la precisión de este. Otro dato importante a anotar es la forma de realizar el entrehierro: se emplearán hojas de papel, suponiendo su espesor de 0.1 mm.

Se realizará en el laboratorio una prueba experimental mediante un medidor LCR de alta precisión. Si se considerara necesario, se ajustarían los resultados teóricos en base a los resultados experimentales.

Bobina L₁

Para la bobina L₁ se empleará el núcleo ETD 49 debido a que es el único disponible que soporta el campo magnético que se genera esta bobina.

Siendo la corriente máxima en la bobina igual a la corriente máxima de entrada calculada en el apartado 2.2.3. la cual será redondeada ligeramente hacia arriba:

$$I_{m\acute{a}x} = 6.172 \text{ A}$$

Puesto que en DCM la componente de 50 Hz de la corriente por la bobina tiende a ser sinusoidal (proporcional a la tensión de entrada) y despreciando el rizado, su valor eficaz será igual a:

$$I_{rms} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = 4.37 \text{ A}$$

Se supondrá que la potencia perdida en el cobre de la bobina L₁ es de 5 W, igual al 1.25% de la potencia teórica de salida. Con esta potencia se obtendrá el valor de la resistencia del cobre que conforma la inductancia:

$$R_{cu} = \frac{P_{cu}}{I_L^2}$$

$$R_{cu} = 0.185 \Omega$$

A continuación, la inducción magnética máxima producida en la bobina será:

$$B_{m\acute{a}x}^2 = \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{m\acute{a}x}^2}{k_g \cdot R_{cu} \cdot k_u}$$

$$B_{m\acute{a}x} = 0.220 \text{ T}$$

El siguiente valor a obtener será el espesor total del entrehierro:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot I_{m\acute{a}x}^2}{B_{m\acute{a}x}^2 \cdot A_c}$$

$$l_g = 0.0022 \text{ m}$$

El número de vueltas que se deberá dar con el hilo de cobre será:

$$n = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot A_c}}$$

$$n = 82.99 \text{ vueltas} \approx 83 \text{ vueltas}$$

$$n = 83 \text{ vueltas}$$

Debido a que se ha realizado este redondeo se deberá recalcular el espesor del entrehierro:

$$l_g = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot A_c}{L}$$

$$l_g = 0.0023 \text{ m}$$

El área cubierta por el cable será:

$$A_w \leq \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{R_{cu}}$$

$$A_w \leq 6.541 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

Por último, el radio del hilo de cobre a emplear tendrá que ser mayor a:

$$r \geq \sqrt{\frac{A_w}{\pi}}$$

$$r \geq 0.000456 \text{ m}$$

$$r \geq 0.46 \text{ mm}$$

Bobina L₂

La corriente máxima en esta segunda bobina, al igual que en la anterior, se dará para el caso de tensión máxima mínima, para el cual el convertidor trabaja en el límite CCM-DCM. Por tanto, se podrá aplicar la siguiente relación para calcular la corriente máxima:

$$\langle i_{L_2} \rangle = \frac{1-D}{D} \langle i_{L_1} \rangle$$

$$I_{m\acute{a}x_{L_2}} = \frac{1-0.476}{0.476} \cdot I_{m\acute{a}x_{L_1}}$$

$$I_{m\acute{a}x_{L_2}} = 7.36 \text{ A}$$

Puesto que en DCM la corriente por la bobina tiende a ser sinusoidal (proporcional a la tensión de entrada), despreciando el rizado su valor eficaz será igual a:

$$I_{rms} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}} = 5.204 \text{ A}$$

Se realizará la suposición de que la potencia perdida en el cobre de la bobina L_2 es de 0.5 W , igual al 0.125% de la potencia teórica de salida. La potencia perdida supuesta para esta bobina será menor ya que su inductancia es menor. Con esta potencia se calculará el valor de la resistencia del cobre que conforma la inductancia:

$$R_{cu} = \frac{P_{cu}}{I_L^2}$$

$$R_{cu} = 0.0185 \Omega$$

A continuación, la inducción magnética máxima producida en la bobina será:

$$B_{m\acute{a}x}^2 = \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{m\acute{a}x}^2}{k_g \cdot R_{cu} \cdot k_u}$$

$$B_{m\acute{a}x} = 0.182 \text{ T}$$

El siguiente valor a obtener será el espesor total del entrehierro:

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot I_{m\acute{a}x}^2}{B_{m\acute{a}x}^2 \cdot A_c}$$

$$l_g = 0.000216 \text{ m}$$

El número de vueltas que a dar con el cobre será:

$$n = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot A_c}}$$

$$n = 19.14 \text{ vueltas} \approx 20 \text{ vueltas}$$

$$n = 20 \text{ vueltas}$$

Nuevamente se deberá recalcular el espesor del entrehierro para el numero de vueltas redondeado:

$$l_g = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot A_c}{L}$$

$$l_g = 0.000236 \text{ m}$$

El área cubierta por el cable será:

$$A_W \leq \frac{\rho \cdot n \cdot MLT}{R_{cu}}$$

$$A_W \leq 9.85 \cdot 10^{-7} \text{ m}^2$$

Por último, el radio del hilo de cobre a emplear tendrá que ser mayor a:

$$r \geq \sqrt{\frac{A_W}{\pi}}$$

$$r \geq 0.0005599 \text{ m}$$

$$r \geq 0.56 \text{ mm}$$

Proceso de bobinado

El procedimiento dará comienzo enrollando a un terminal del núcleo un cable de cobre al que previamente se ha retirado el esmalte mediante papel de lija.

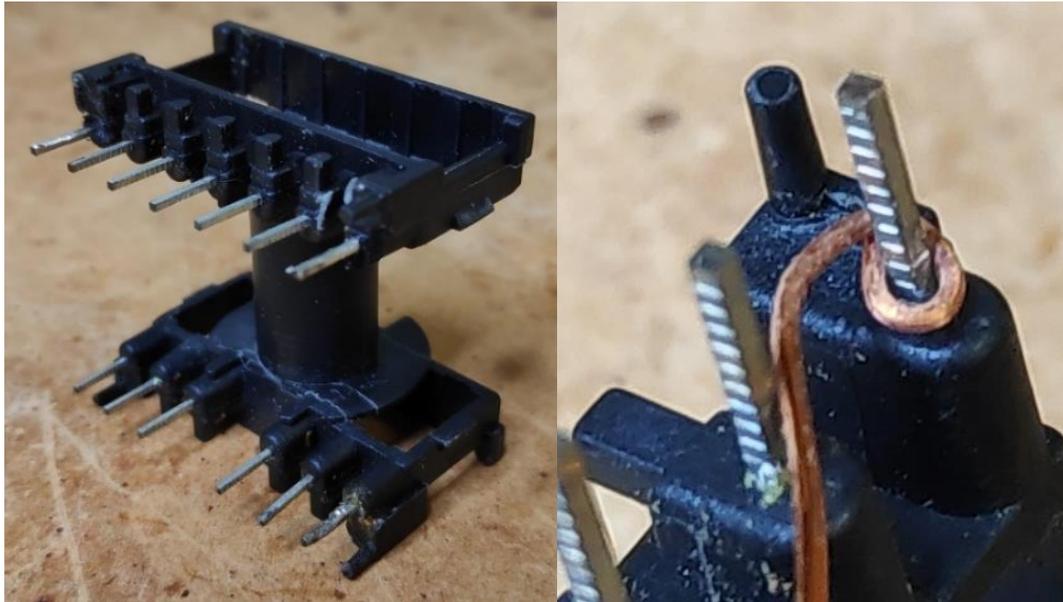


Fig. 19. Núcleo ETD29 y ampliación del terminal con el cobre enrollado en él

A continuación, se asegura el cable mediante un punto de estaño.

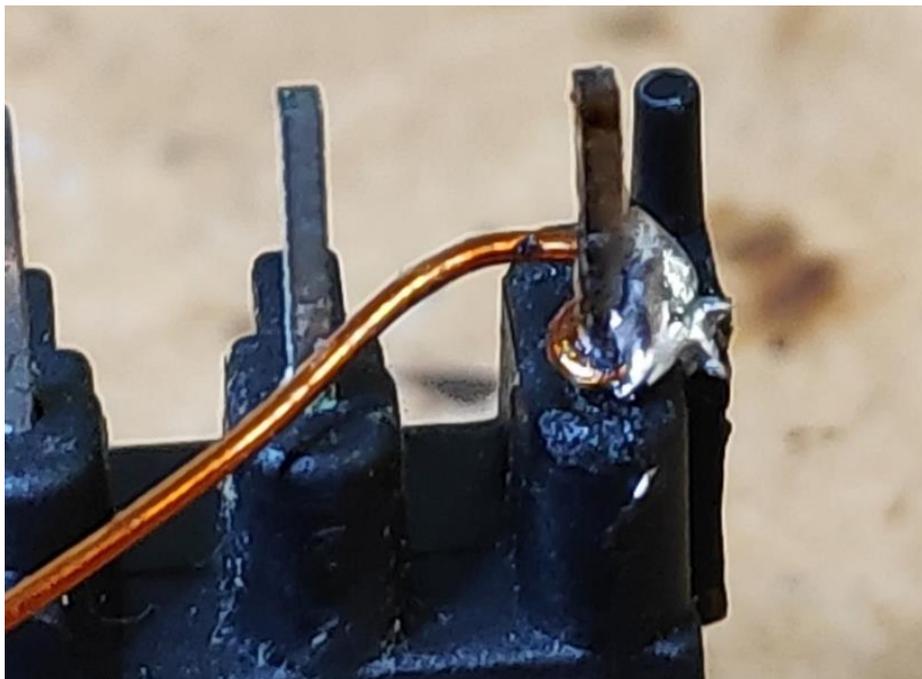


Fig. 20. Terminal con el cobre enrollado y estañado

El siguiente paso será el bobinado en cuestión. Montando el núcleo sobre la bobinadora manual del laboratorio y se la hacer girar hasta obtener el número de vueltas requerido.

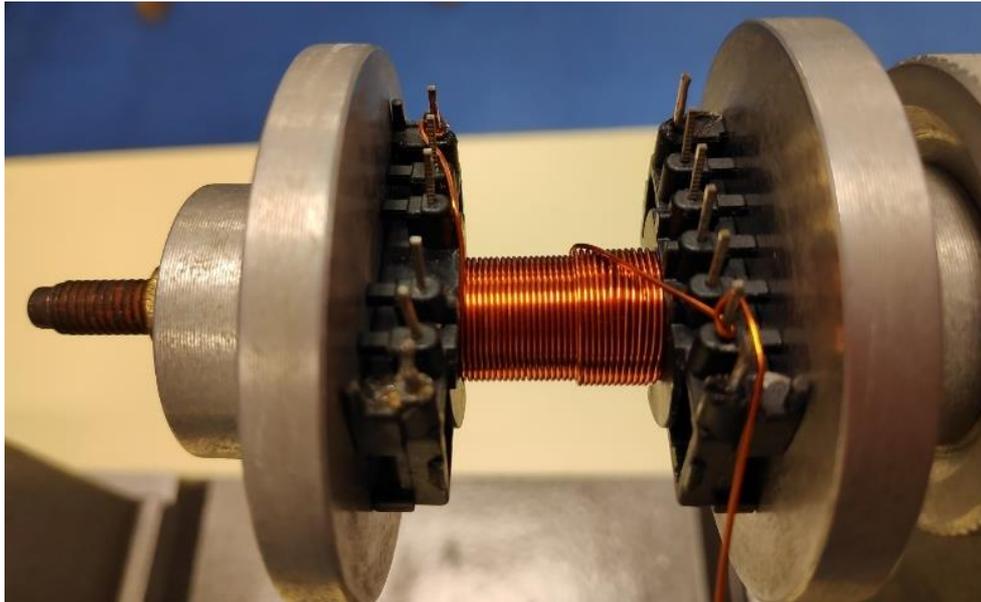


Fig. 21. Bobinado terminado en la bobinadora manual

Tras añadir las hojas de papel que conforman el entrehierro, las piezas de material ferromagnético y las grapas que las aseguran, la bobina estará terminada.

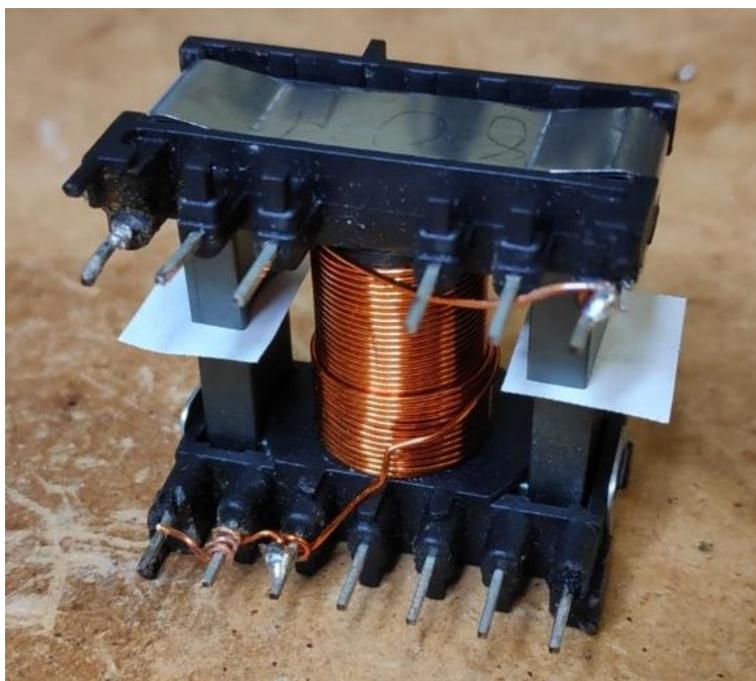


Fig. 22. Bobina terminada

El último paso será comprobar mediante un multímetro la continuidad de las bobinas. Efectivamente, ambas bobinas están adecuadamente

conectadas por lo que, finalmente, se podrán considerar funcionales y válidas.

2.2.3 Selección de los condensadores

La selección de los condensadores se ha realizado según las existencias del laboratorio de electrónica de potencia y la proximidad de sus propiedades en cuanto a las de los requeridos por el proyecto.

Condensador C_1

El condensador C_1 , teóricamente de 481 nF, debe soportar tensiones de hasta 350 V. Debido a la falta de existencias de condensadores de características semejantes, se obtendrá realizando el paralelo de los siguientes:

El primer condensador, denominado $C_{1.1}$, de 470 nF y tensión máxima 400 V.



Fig. 23. Condensador $C_{1.1}$

El segundo condensador, denominado $C_{1.2}$, de 10 μ F y tensión máxima 400 V.



Fig. 24. Condensador $C_{1.2}$

Con el fin de confirmar que los condensadores no presentaban problema alguno y que sus capacitancias eran las correctas se realizó su medición mediante un multímetro digital.

Al implementar estos condensadores en paralelo se creará una capacitancia equivalente de 480 nF, ligeramente inferior a la calculada teóricamente. La única variación esperada es que aumente ligeramente el rizado de tensión.

Condensador C₂

El condensador C₂, de 810 μF, debe soportar tensiones de hasta 250 V. Nuevamente, debido a la falta de existencias de condensadores con características semejantes, se emplearán dos condensadores de menor capacidad en paralelo.



Fig. 25. Condensadores C_{2.1} y C_{2.2}

Ambos condensadores son iguales, de 470 μF, con una tensión máxima admisible de 450 V. Así, el condensador C₂ presentará una capacitancia de 940 μF. Teóricamente, la única diferencia apreciable será una disminución del rizado de la tensión de salida.

2.2.4 Selección de los diodos

Puente de diodos

El puente de diodos deberá soportar la tensión máxima de la línea, es decir:

$$V_{m\acute{a}x} = V_{ef} \cdot \sqrt{2}$$

$$V_{m\acute{a}x} = 120\sqrt{2}$$

$$V_{m\acute{a}x} \approx 170 \text{ V}$$

Por otra parte, la corriente máxima que debería soportar cada diodo es la introducida al circuito cuando se da la tensión máxima mínima:

$$P'_{inst\acute{m}\acute{a}x} = 800 \cdot 1.2 \text{ W}$$

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{P'_{inst\acute{m}\acute{a}x}}{V_{m\acute{a}x\acute{m}\acute{i}n}}$$

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{960}{110\sqrt{2}}$$

$$I_{m\acute{a}x} = 6.171 A$$

Teóricamente los diodos conmutarán a 100 Hz (el doble de la frecuencia de la línea) puesto que el convertidor se ha diseñado, además de para trabajar en DCM, para que la bobina situada en la entrada del convertidor tenga una alta inductancia en comparación con la bobina situada más próxima a la carga.

Así, el rizado de la corriente de entrada debiera ser bajo de acuerdo con el modelo calculado, lo que permitiría el uso de diodos con prestaciones dinámicas modestas y centrando el proceso de selección en las pérdidas en conducción.

Sin embargo, si el rizado de la corriente de entrada al convertidor presentara un alto rizado, los diodos que componen el puente se verán obligados a conmutar a la frecuencia de conmutación del transistor (50 kHz), por lo que la selección de diodos se centraría en las prestaciones dinámicas dejando parcialmente de lado las pérdidas.

Puesto que en el laboratorio no existen diodos con características tales como soportar 200 V y 7 A, se emplearán cuatro diodos 15ETX06, que soportan hasta 600 V y 15 A. Cabe destacar que estos diodos se caracterizan por ser ultrarrápidos. Se ha optado por ellos debido a que permitirán comprobar la validez del prototipo, aunque se dé cualquiera de los dos casos de rizado posibles: alto o bajo.

El esquema de conexiones es el siguiente:

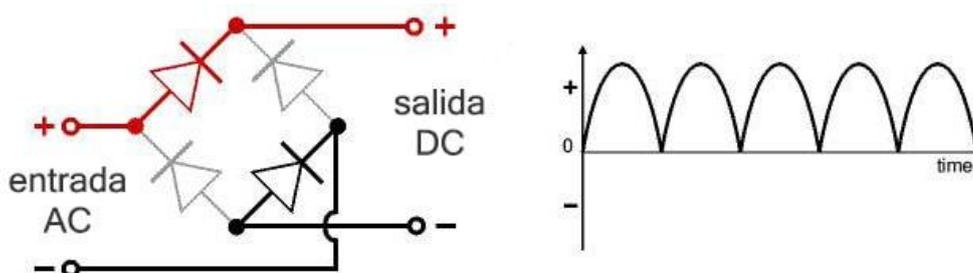


Fig. 26. Disposición del puente de diodos y tensión rectificada [7]

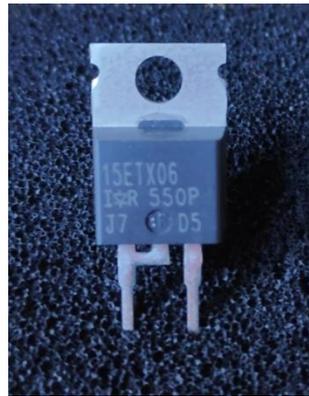


Fig. 27. Diodo 15ETX06

Diodo generador de las conmutaciones del convertidor

Mediante simulación se obtendrán los valores máximos de tensión e intensidad que puede soportar el diodo:

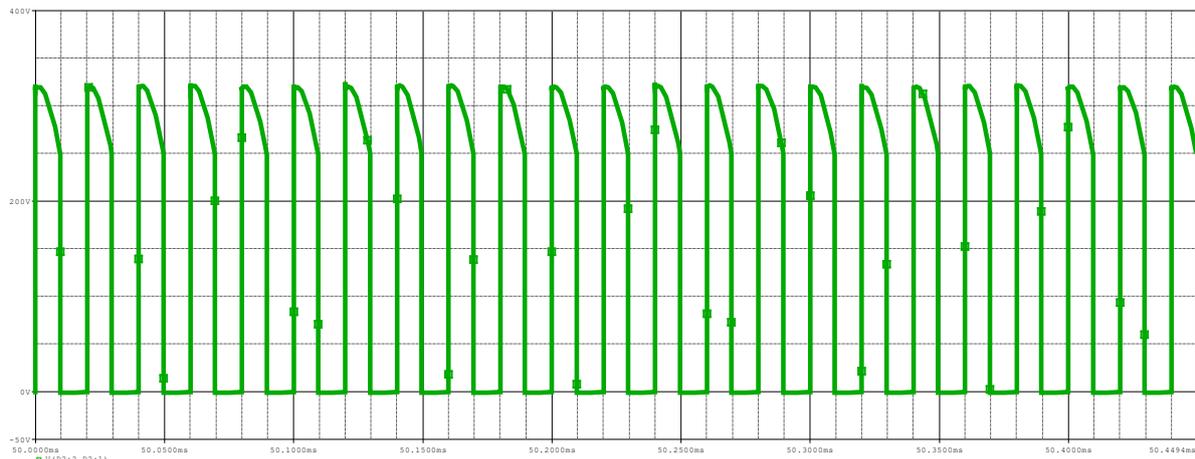


Fig. 28. Onda de tensión a través del diodo

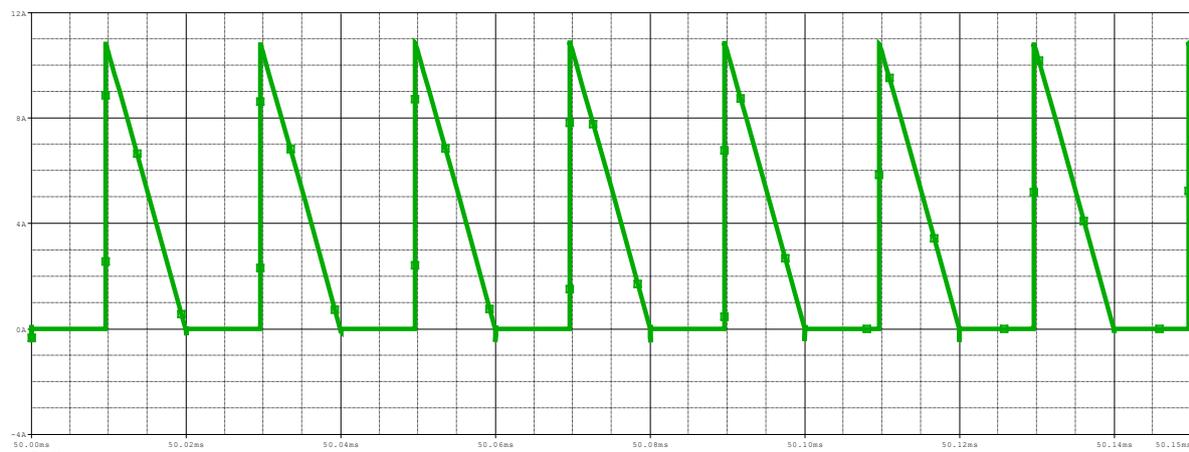


Fig. 29. Onda de corriente a través del diodo

Según las gráficas anteriores, el diodo tendrá que soportar 400 V de tensión y 12 A de corriente entre sus terminales.

Por supuesto, estas características pueden variar según la disponibilidad del laboratorio. Debido a que las existencias de diodos que soportasen corrientes relativamente altas son limitadas, se empleará nuevamente un diodo 15ETX06, el cual soporta hasta 600 V y hasta 15 A.

2.2.5 Selección del MOSFET

La tecnología que se selecciona para realizar la función de conmutación dirigida por la señal de mando es un MOSFET de potencia, siendo el transistor de tecnología N-MOS:

- Son muy rápidos en conmutación a altas frecuencias.
- Presentan baja resistencia ante la corriente que los atraviesa.

Mediante la simulación con la potencia de entrada máxima se obtendrán las características de tensión y corriente máxima a soportar por el MOSFET.

Siendo la corriente a través del MOSFET:



Fig. 30. Corriente a través del MOSFET para potencia de entrada máxima

Según la gráfica, la corriente máxima admitida por el MOSFET se asumirá de, al menos, 12 A.

La tensión entre los terminales de drenador y fuente es:

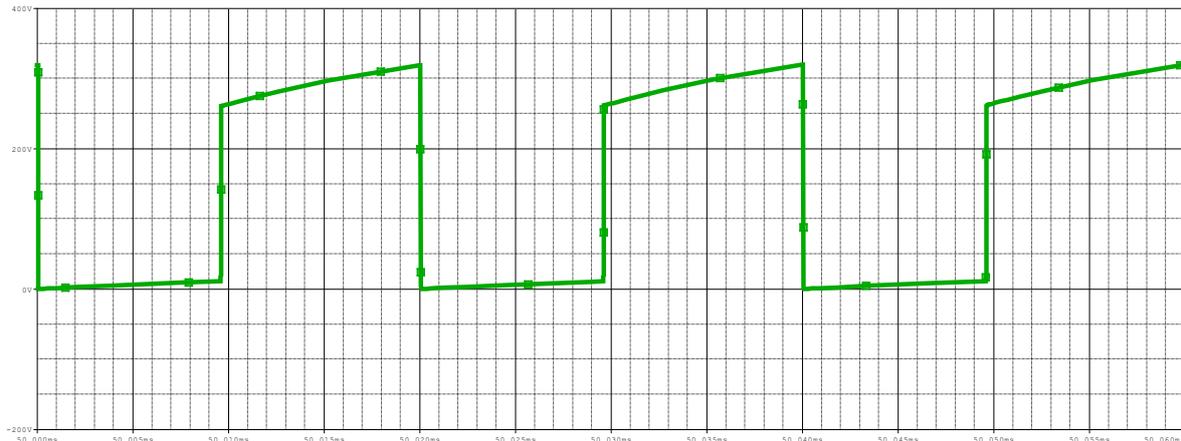


Fig. 31. Tensión a través del MOSFET para potencia de entrada máxima

Tras observar la gráfica, se podrá asumir que la tensión máxima admitida por el MOSFET debe ser, al menos, 350 V.

El transistor disponible cuyas características son más cercanas a las requeridas es el STW20NM50FD, que admite 500 V y 20 A entre drenador y fuente.

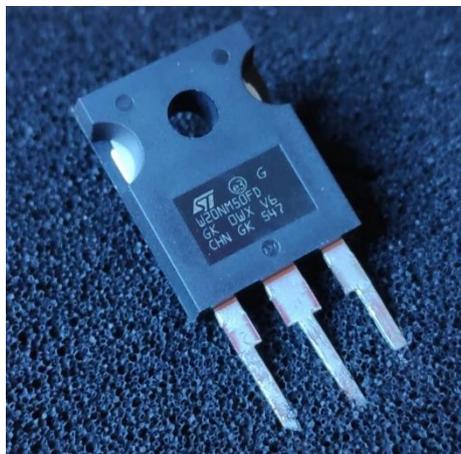


Fig. 32. MOSFET STW20NM50FD

2.2.6 Programación del PWM en Arduino

Las placas Arduino presentan una flexibilidad muy alta y una unión de hardware y software sencillos de utilizar. Debido a la disponibilidad de una placa Arduino UNO, se generará el PWM que rija la apertura y cierre del MOSFET.



Fig. 33. Arduino UNO [5]

La elección del Arduino UNO como fuente del PWM está justificada debido no solo a la sencillez de diseño sino también al ahorro de tiempo que ha supuesto, ya que el diseño y comprobación de funcionamiento supusieron agilizar el proyecto enormemente. Por otra parte, una placa Arduino UNO permitiría implementar posteriormente un control adicional.

Antes de presentar del código implementado en el Arduino UNO, se ha de tener en cuenta que el ciclo de trabajo no se introduce directamente en la función que genera el PWM. Los valores que representan el ciclo de trabajo para la función con la que se trabajará van de 0 a 256, representando 256 un ciclo de trabajo del 100%. Por tanto, en el código se deberá incluir una función que obtiene el valor a introducir, definido previamente D en porcentaje.

$$y = \frac{256}{100} \cdot D$$

El código será:

```
#include <PWM.h> //Se incluye la biblioteca que permite definir la frecuencia.
La biblioteca ha sido hallada en Google Code:
https://code.google.com/archive/p/arduino-pwm-frequency-library/downloads
int32_t frecuencia = 50000; //Frecuencia de la salida en Hz
void setup() {
    InitTimersSafe(); //Evita que el Timer0 entre en funcionamiento, ya que
    es el usado por el resto de componentes de la placa.
```

```

bool funciona = SetPinFrequencySafe(9, frecuencia); //Define el pin 9
como el de salida del PWM.
if (funciona) {
    pinMode(13,OUTPUT); //Selecciona el pin 13 como salida para
iluminarlo a continuación.
    digitalWrite(13,HIGH); //Ilumina el LED del pin 13 para confirmar la
salida del PWM
}
}
void loop()
{
    double D = 10; //En porcentaje
    double y = (256/100) * (1-D); //El driver es inversor
    pwmWrite(9, y);
    delay(10);
}
    
```

Propiedades de la señal PWM generada mediante Arduino UNO

Para obtener las propiedades de la señal PWM se ha realizado su medición para varios valores del ciclo de trabajo.

Si se define en el código del Arduino un ciclo de trabajo igual al 10%, el pulso obtenido presentará un 9.8% de ciclo de trabajo real.

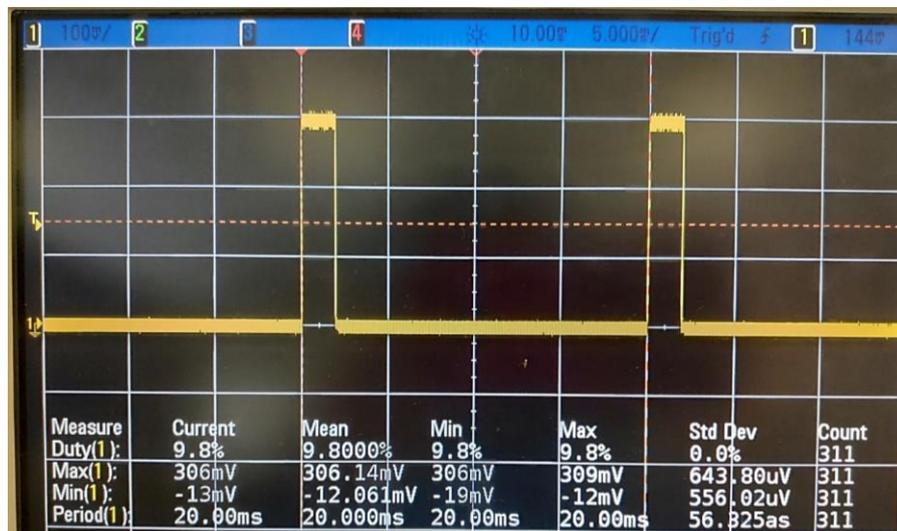


Fig. 34. PWM a la salida de la placa Arduino UNO, ciclo deseado D=10%

Por otra parte, definido en el código un ciclo de trabajo del 40%, se obtiene un pulso de ciclo de trabajo igual al 40%.

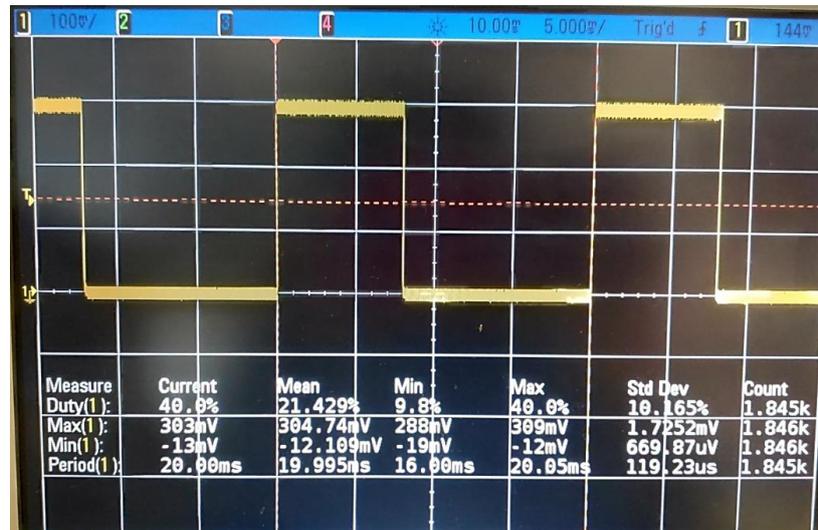


Fig. 35. PWM a la salida de la placa Arduino UNO, ciclo deseado $D=40\%$

Tras realizar varias pruebas variando el ciclo de trabajo se comprueba que, en caso de que éste varíe con respecto al definido, será un 0.2% menor.

De las mediciones se concluye:

- El ciclo de trabajo puede presentar un error del 0.5%, generalmente siendo el valor real menor al definido.
- La tensión alta del PWM es de unos 303 mV, y la baja se da en cero, teniendo un ligero rizado.
- El periodo se cumple de forma aparentemente exacta.
- No es posible definir valores de ciclo de trabajo con decimales (en porcentaje).

Así, variables del convertidor como la tensión de salida podrán verse afectadas por el mismo porcentaje de error. Por ejemplo, para el caso crítico de tensión máxima mínima, la tensión de salida podrá variar un 0.5% de 144 V, es decir, 0.72 V, un error apenas apreciable frente a la magnitud de tensión con la que se trabaja.

2.2.7 Selección del driver

La selección del driver se ha realizado según los requerimientos del MOSFET con el que se está trabajando. Por tanto, el driver deberá ser capaz de producir una tensión de, al menos, 10V con el fin de que el transistor realice la conmutación de forma adecuada y clara.

Por otra parte, se desea que el driver sea rápido a la hora de actuar como sumidero de corriente, permitiendo que el transistor conmute de forma acorde al ciclo de trabajo y frecuencia deseados, evitando retardos.

Así, el driver escogido será el MIC4423ZN. Sus principales características son:

- Configuración inversora.
- Tensión máxima de suministro de 18 V.
- Corriente de pico de salida de 3 A.

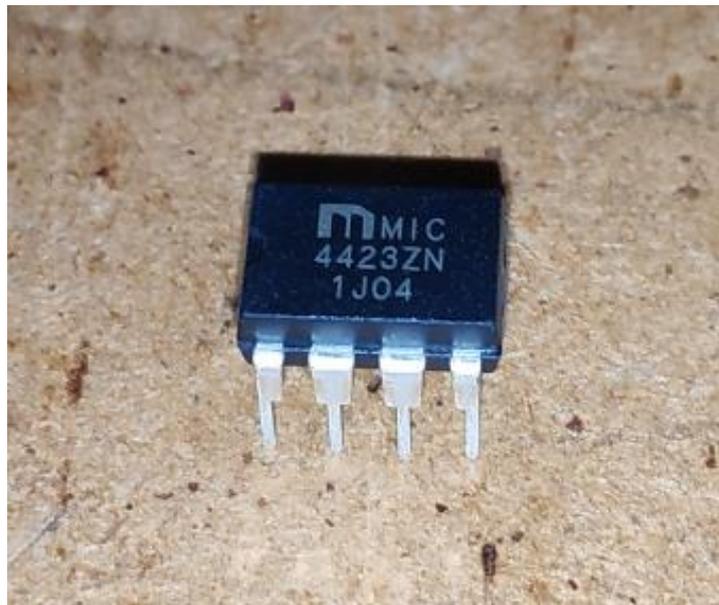


Fig. 36. Driver MIC4423ZN

2.2.8 Diseño de la resistencia de salida

Puesto que nuestra resistencia de salida es de 50 Ω y en el laboratorio se dispone de 5 resistencias de potencia de 10 Ω , se aplicará la equivalencia de resistencias serie para obtener la deseada. Es importante destacar que

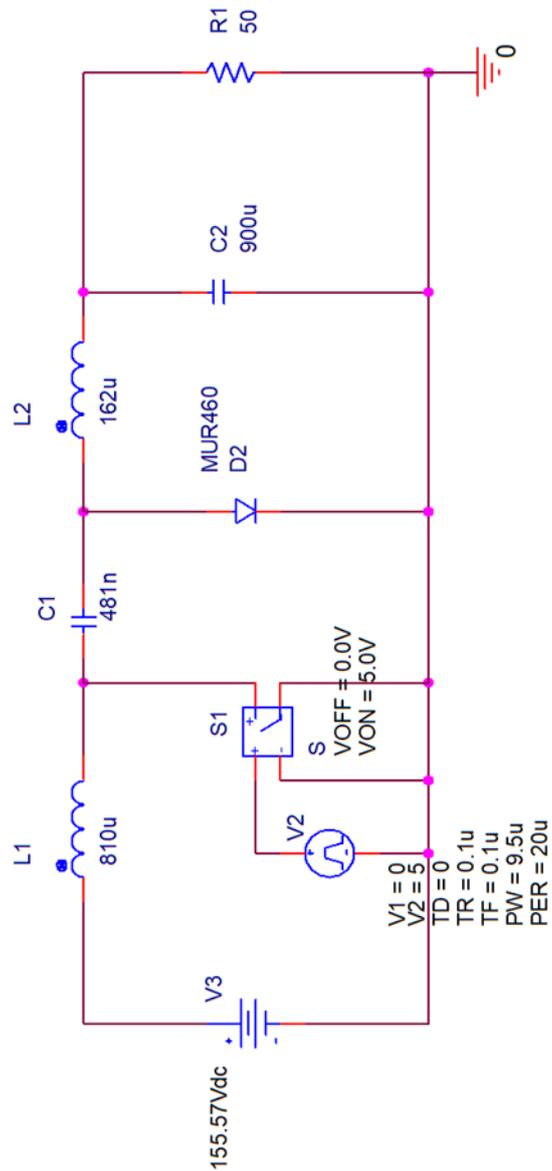
Ángela López López Convertidor Cuk como emulador de resistencia
estas resistencias son capaces de disipar la potencia de la carga (400 W
teóricos).



Fig. 37. Resistencia de 10 Ω , una de las cinco empleadas

3 PLANOS

3.1 PLANO N°1: CONVERTIDOR ĆUK CON ENTRADA DE POTENCIA MÁXIMA. LÍMITE CCM-DCM



4 MEDIDAS EXPERIMENTALES

4.1 COMPROBACIÓN DE LAS BOBINAS

El valor de las inductancias se comprueba mediante el medidor LCR de alta precisión presente en el laboratorio. Este medidor permite comprobar la inductancia de las bobinas en la frecuencia de conmutación del convertidor imponiendo un nivel de corriente continua, de forma que las condiciones de medida se acerquen a las de operación en el convertidor, comprobando así que no alcanzarán la zona de saturación de sus curvas de magnetización. Esto implicaría que las inductancias cayeran drásticamente y produciría picos excesivos de corriente.

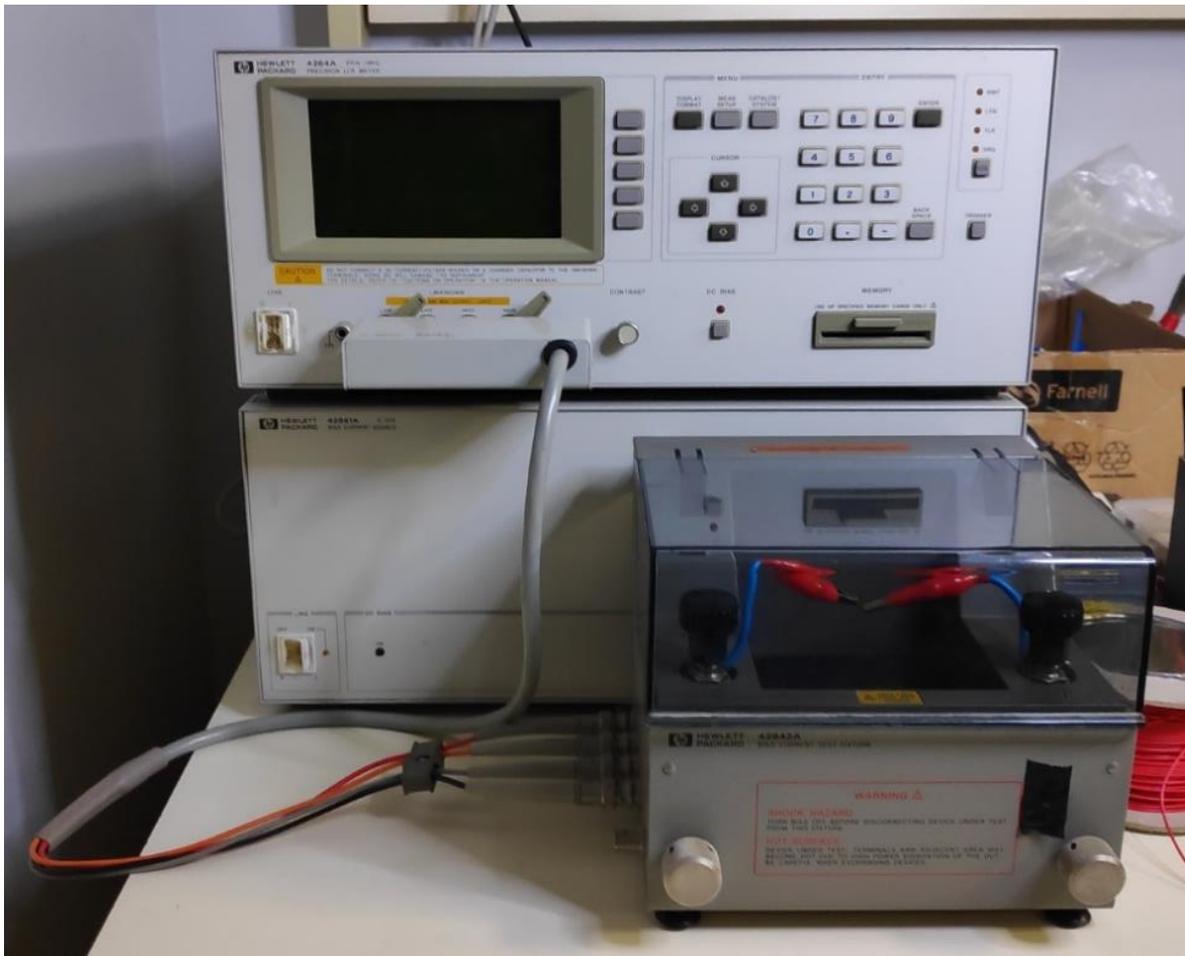


Fig. 38. Medidor LCR de alta precisión

4.1.1 Comprobación de la bobina L_1

Para realizar la comprobación, se conectan los extremos de la bobina a los terminales que presenta el medidor.

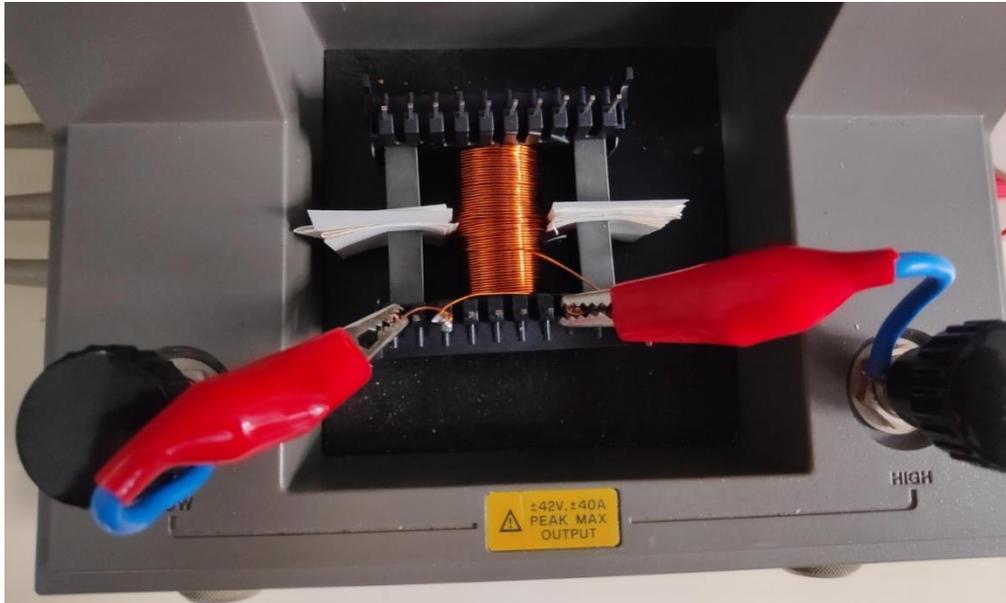


Fig. 39. Bobina L_1 conectada para su comprobación

Tras definir la frecuencia de trabajo, la inductancia que presenta la bobina sin corriente DC añadida es de $908 \mu H$.

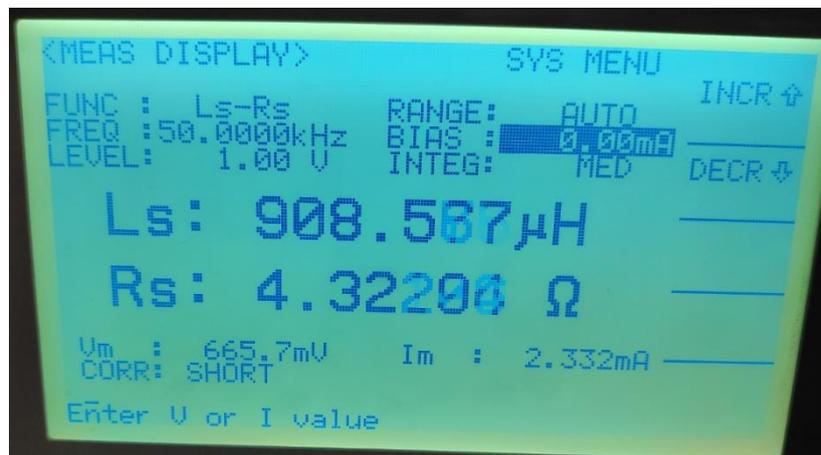


Fig. 40. Inductancia de la bobina L_1 a 50 kHz

Por último, se comprobará que, con una corriente cuyo valor eficaz es igual al valor de la corriente media que debería soportar la bobina en el circuito, la inductancia se mantiene o se acerca al valor deseado. Como se puede observar en la siguiente imagen, el valor no varía demasiado.

Además, se aproxima mucho al valor de inductancia deseado para el circuito, por lo que se considerará válida.



Fig. 41. Inductancia de la bobina L_1 a 50 kHz atravesada por 7 A de corriente DC

4.1.2 Comprobación de la bobina L_2

Nuevamente se conectará la bobina a los terminales de medición.

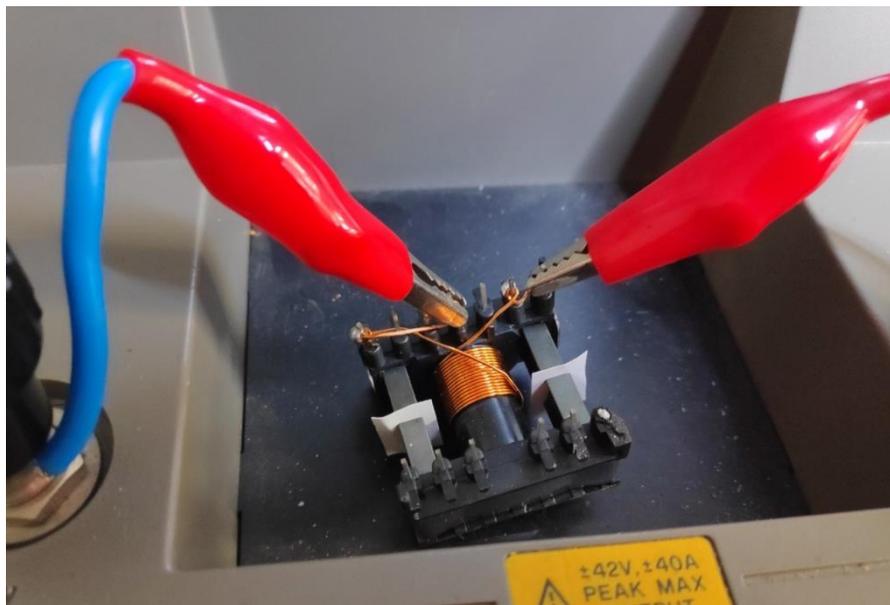


Fig. 42. Bobina L_2 conectada para su comprobación

Definida la frecuencia de trabajo, se comprueba que la inductancia que presenta la bobina es muy semejante a la deseada cuando no es atravesada por una corriente con componente DC.

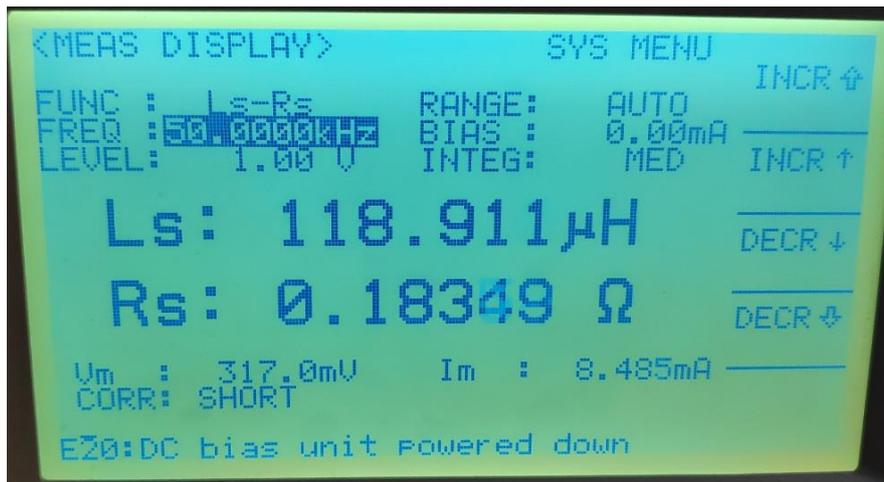


Fig. 43. Inductancia de la bobina L₂ a 50 kHz

Como último paso, se aplicará una componente DC a la corriente que recorre la bobina, comprobando que su valor continúa siendo el deseado aun siendo atravesada por dicha corriente.

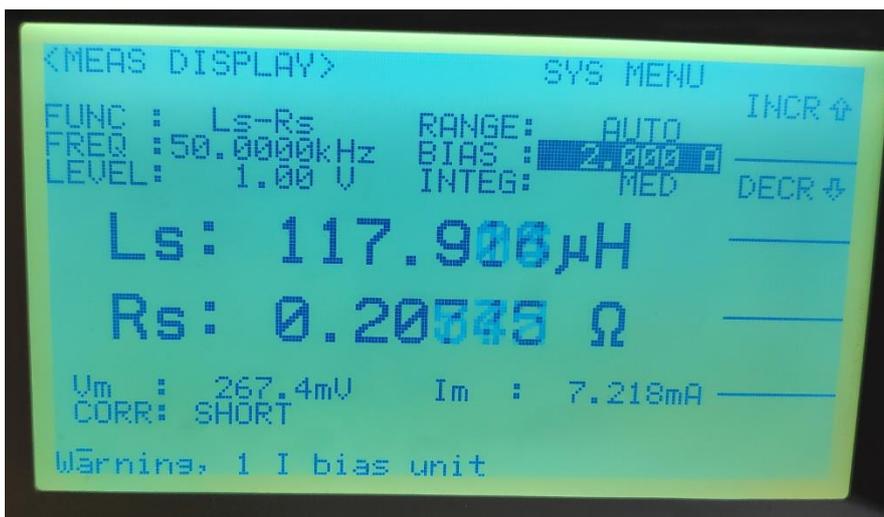


Fig. 44. Inductancia de la bobina L₂ a 50 kHz atravesada por 2 A de corriente DC

4.2 PRUEBA DEL CONVERTIDOR SOBRE LADRILLO

Con el fin de comprobar el correcto conexionado y funcionamiento básico del circuito, se ha realizado su montaje inicial sobre un ladrillo. Cabe destacar que, debido a las propiedades del ladrillo, el circuito no ha sido probado con altas potencias de entrada. Además, se ha realizado la prueba con una tensión de entrada DC.

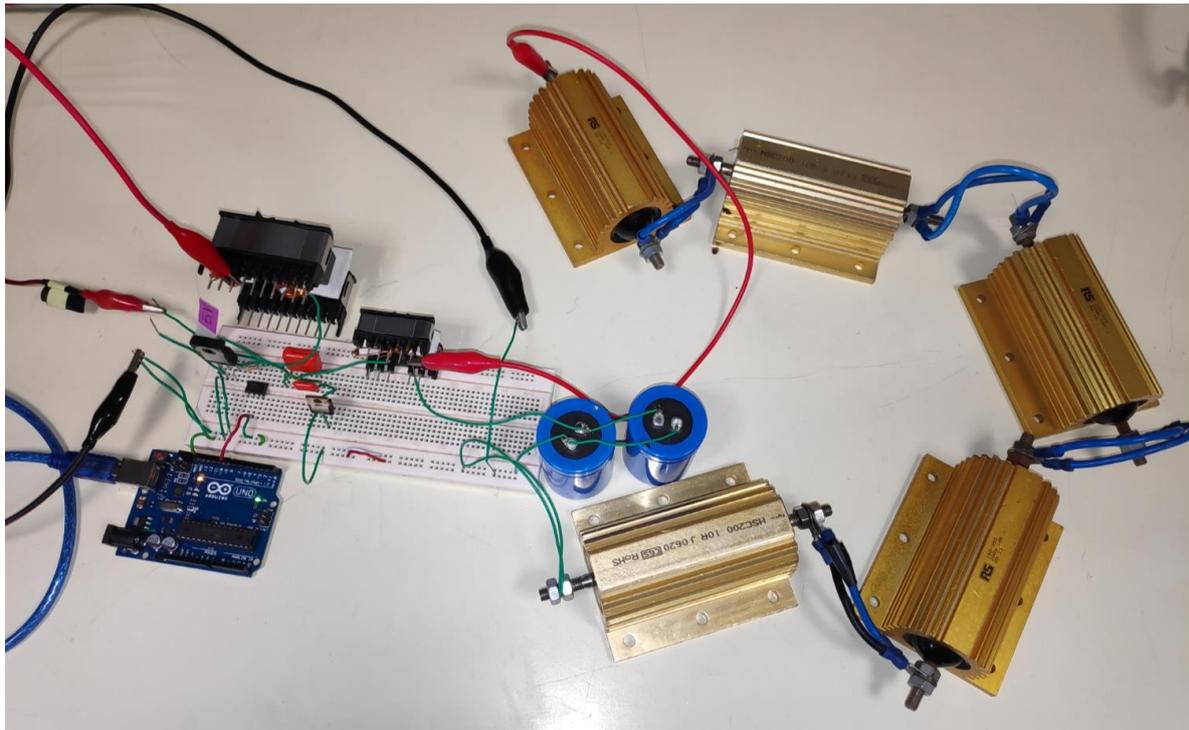


Fig. 45. Convertidor Ćuk montado sobre ladrillo

Con una tensión de entrada de 120 V (DC) y un ciclo de trabajo del 20%, la tensión drenador fuente en el transistor presenta la siguiente forma de onda:

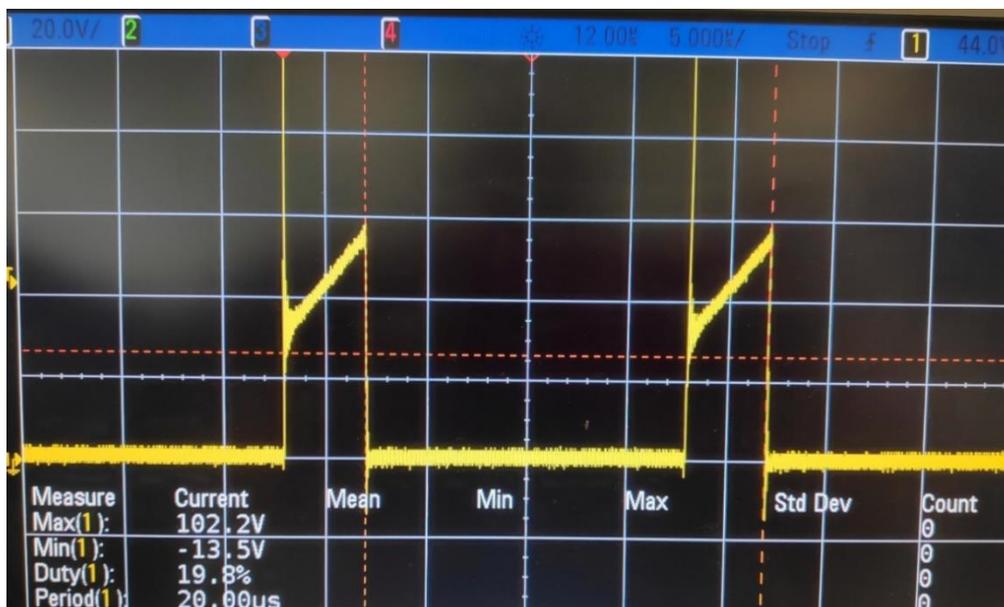


Fig. 46. Tensión en el MOSFET montado sobre el ladrillo. Escalas: eje Y - 20V, eje X - 5µs

Por otra parte, la tensión en el diodo en esta prueba será la siguiente:

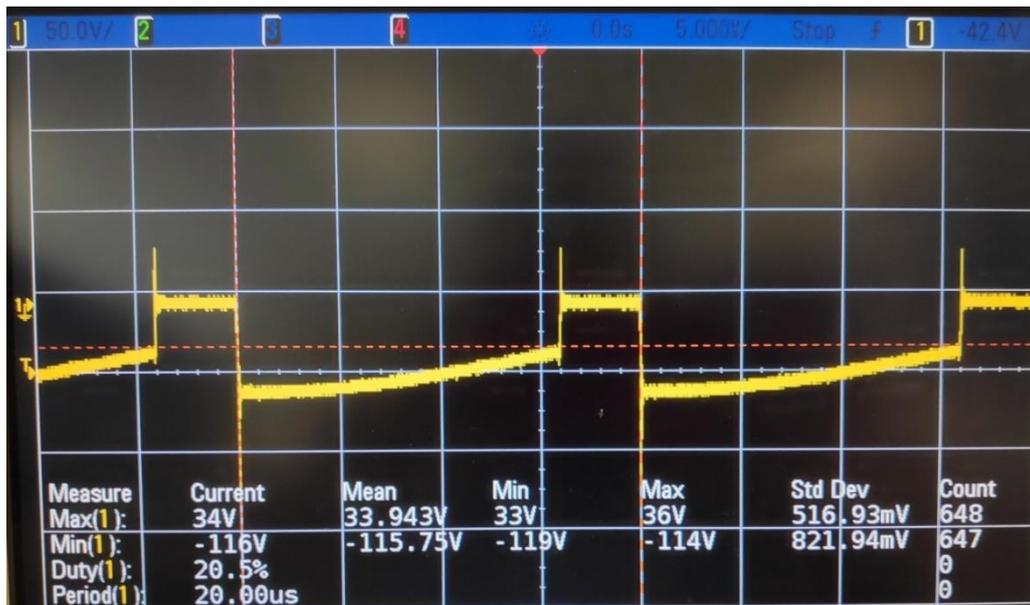


Fig. 47. Tensión en el diodo montado sobre el ladrillo. Escalas: eje Y – 50V, eje X – 5µs

Por último, se ha realizado la comprobación del rizado de la tensión en la carga. Como se puede observar en la imagen a continuación, el rizado es mínimo salvo en los instantes de interrupción, en los que el rizado pico a pico se convierte en el 14% de la tensión media de carga.

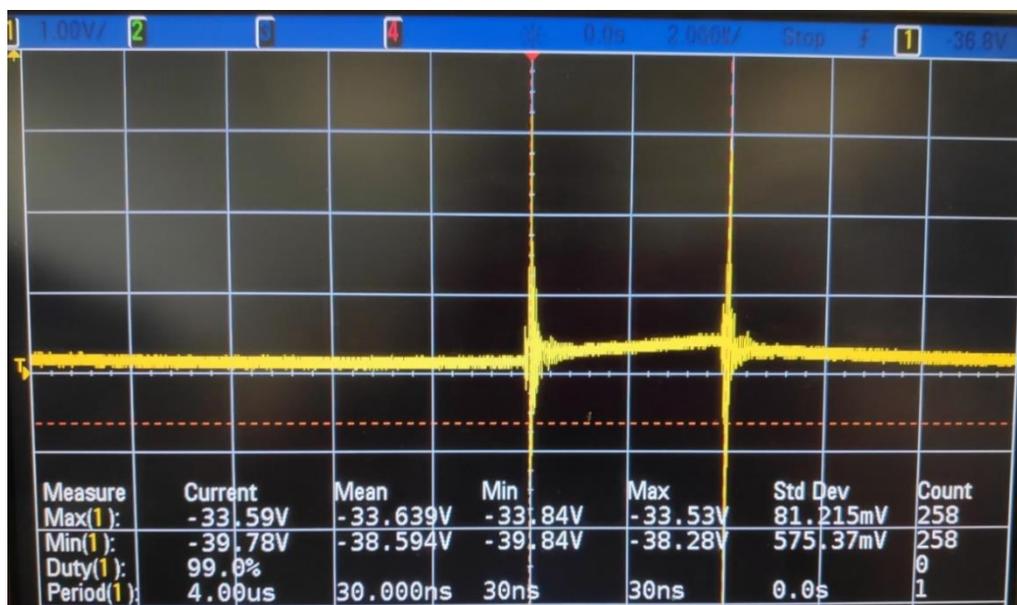


Fig. 48. Tensión en la carga montada sobre el ladrillo. Escalas: eje Y – 1V, eje X – 2µs

Puesto que los resultados obtenidos son satisfactorios, se realizará el montaje del convertidor sobre una placa PCB, la cual permitirá probarlo para la tensión de diseño.

4.3 MONTAJE Y PRUEBA DEL CONVERTIDOR EN PCB

Con el fin de realizar un prototipo sólido en el que realizar la comprobación del adecuado funcionamiento del convertidor diseñado, se ha procedido al conexionado y estañado de los diversos componentes sobre una placa PCB.

Este tipo de placas son capaces de soportar y conectar diversos componentes electrónicos para permitir su funcionamiento, además del diseño de las interconexiones eléctricas entre ellos.

Tras insertar los terminales en los agujeros que presenta el PCB al efecto, se procede a realizar el conexionado mediante cable y se estaña con el fin de asegurar los componentes y las conexiones entre ellos. El circuito estañado bajo la placa es el siguiente:

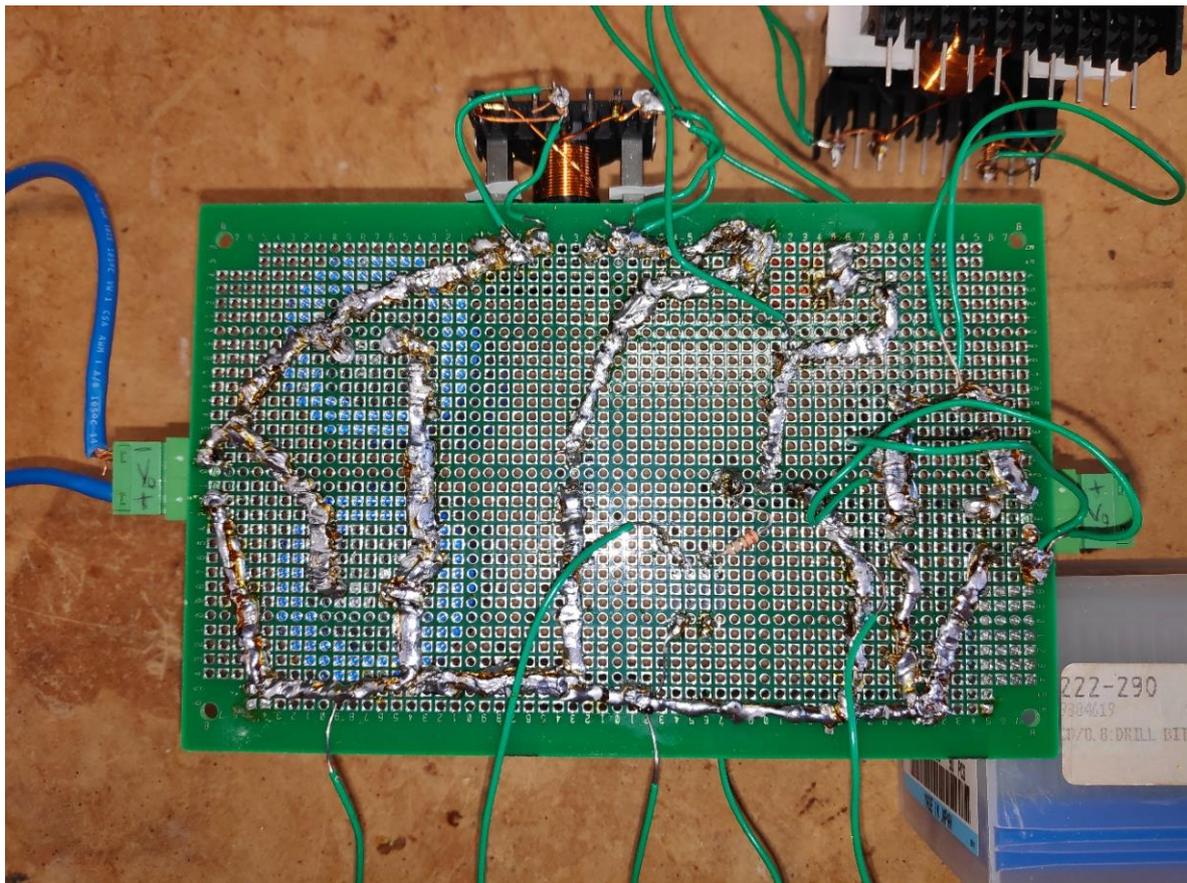


Fig. 49. Conexiones de estaño bajo la PCB (152x98 mm)

El circuito montado sobre la placa es el siguiente:

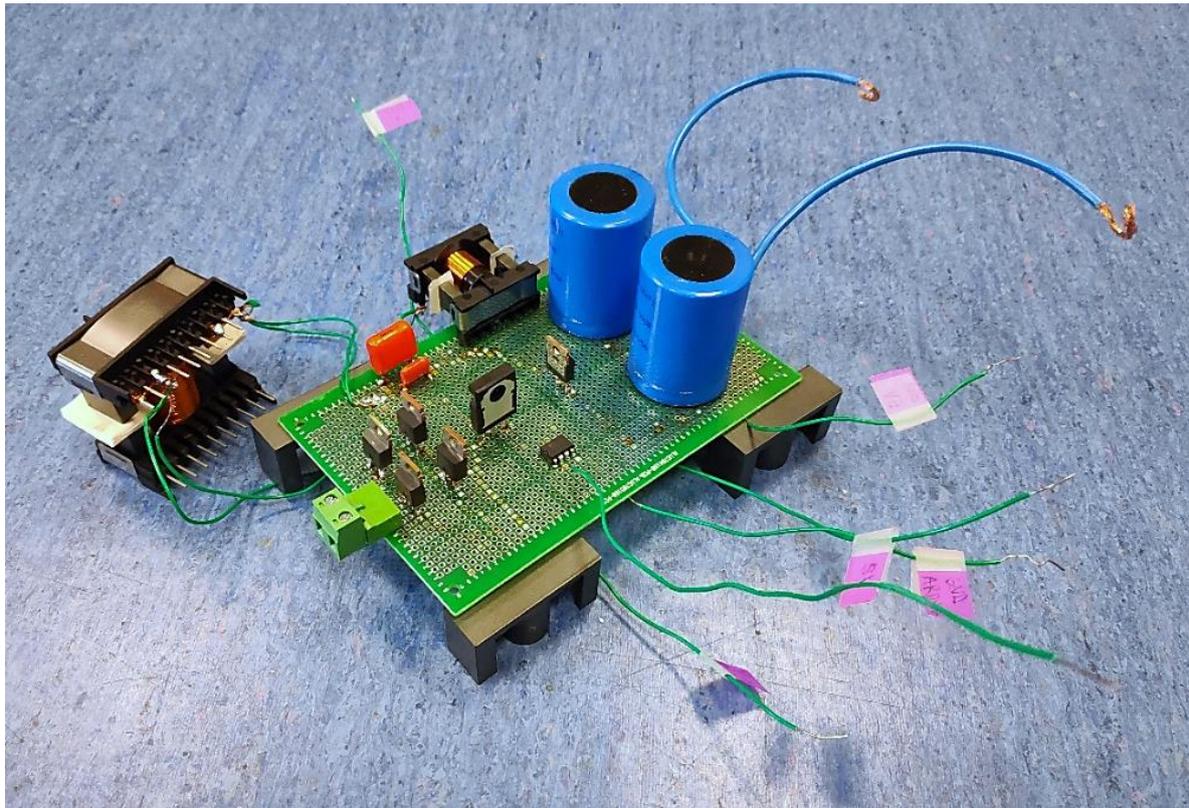


Fig. 50. Convertidor montado sobre PCB (sin carga)

Tras añadir las resistencias de salida, la alimentación del convertidor y la alimentación del driver, el aspecto del circuito es el siguiente:

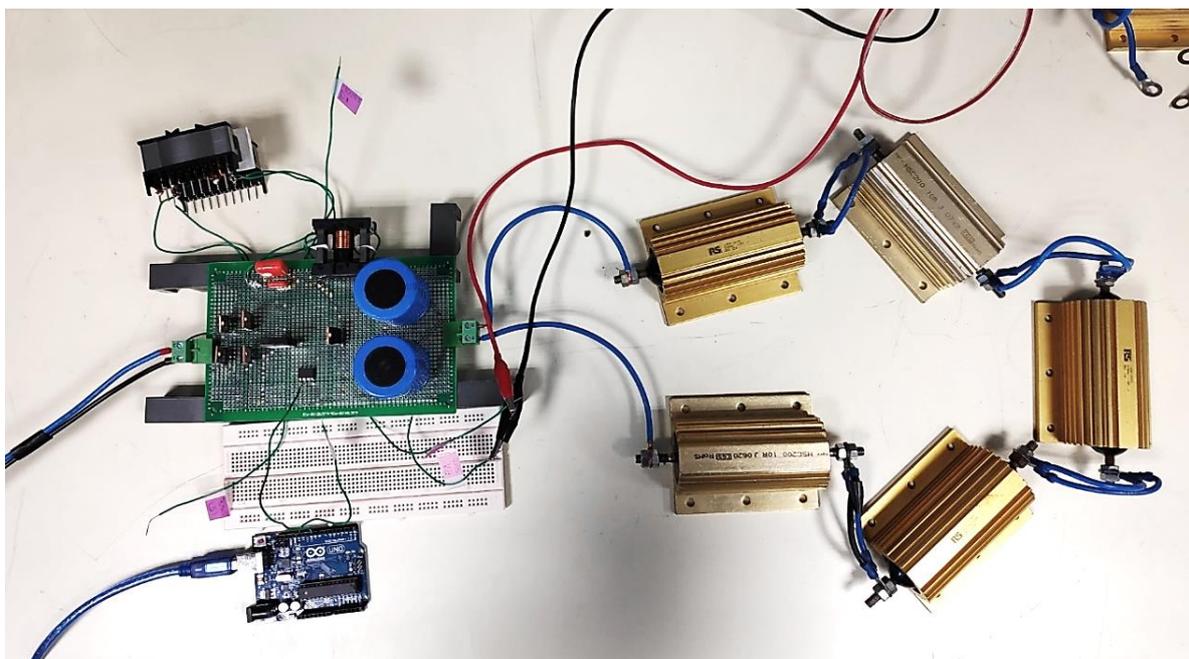


Fig. 51. Convertidor montado sobre PCB (con carga)

Terminado el montaje y previamente a la prueba del prototipo, se comprueba el adecuado funcionamiento del circuito de control. Tras alimentar el driver y generar el pulso que regula la conmutación con un ciclo de trabajo $D=30\%$, se realiza la medición de la tensión puerta fuente en el MOSFET.



Fig. 52. Tensión puerta fuente en el transistor. Escalas: eje Y – 5V, eje X – 5µs

Una vez verificado el adecuado funcionamiento del circuito de control, se procede a alimentar el prototipo con tensión continua entre los terminales de tierra y la bobina de entrada, con la finalidad de verificar que el circuito de potencia está correctamente conectado y que no existen cortocircuitos, además de su correcto funcionamiento en DCM.

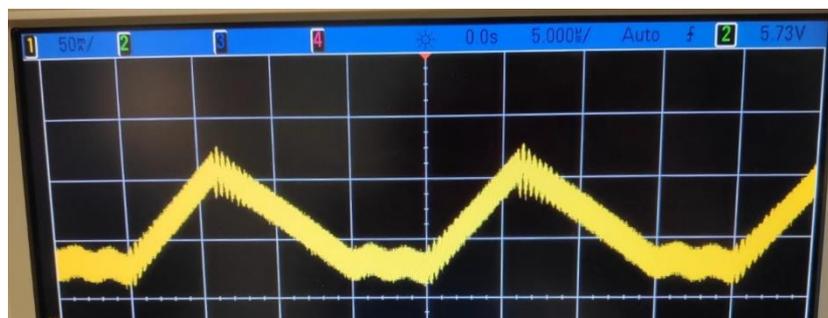


Fig. 53. Corriente en la bobina L_1 para tensión de entrada constante. Escalas: eje Y – 50mA, eje X – 5µs

Puesto que los circuitos de potencia y de control que conforman el prototipo verifican trabajar adecuadamente, el siguiente paso será alimentar el puente de diodos con tensión alterna, incrementándola gradualmente.

Se comienza comprobando que, para tensiones de valor eficaz igual a 20, 30, 40 y 50 V, el circuito funciona correctamente como emulador de resistencia y los valores de tensión de salida y de entrada cumplen, aproximadamente, la relación teórica para DCM.

Siendo el valor eficaz de la tensión de entrada igual a 70V, las ondas de corriente de entrada a la bobina L_1 y la onda de tensión entre los terminales situados a la salida del puente de diodos, además de la potencia de entrada, presentaban la siguiente forma:

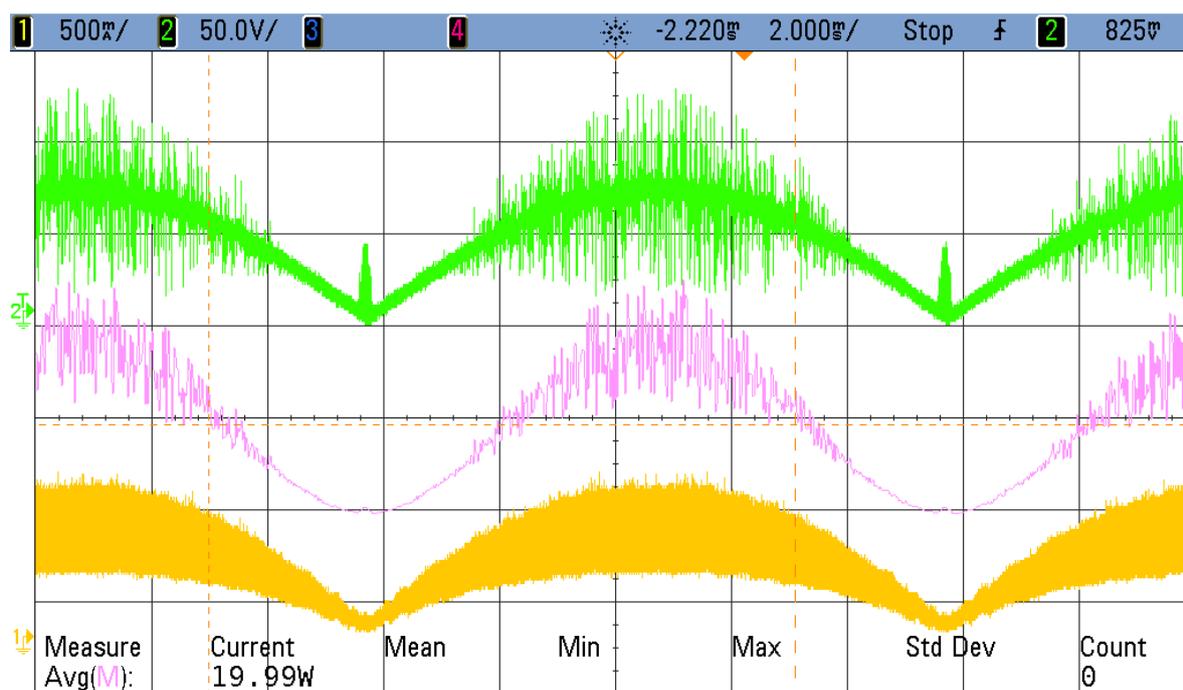


Fig. 54. Tensión (verde), corriente (en amarillo) y potencia (en rosa) de alimentación.
Escalas: eje Y – 500mA/50V, eje X – 2ms

Los picos de tensión, potencia y corriente en la imagen anterior se deben a las conmutaciones que se dan en el circuito. A pesar de esto, se ha verificado que, para un circuito y un ciclo de trabajo fijos, el prototipo producido funciona como un emulador de resistencia.

Por otra parte, la tensión, corriente y potencia que recibe la carga serán los siguientes:

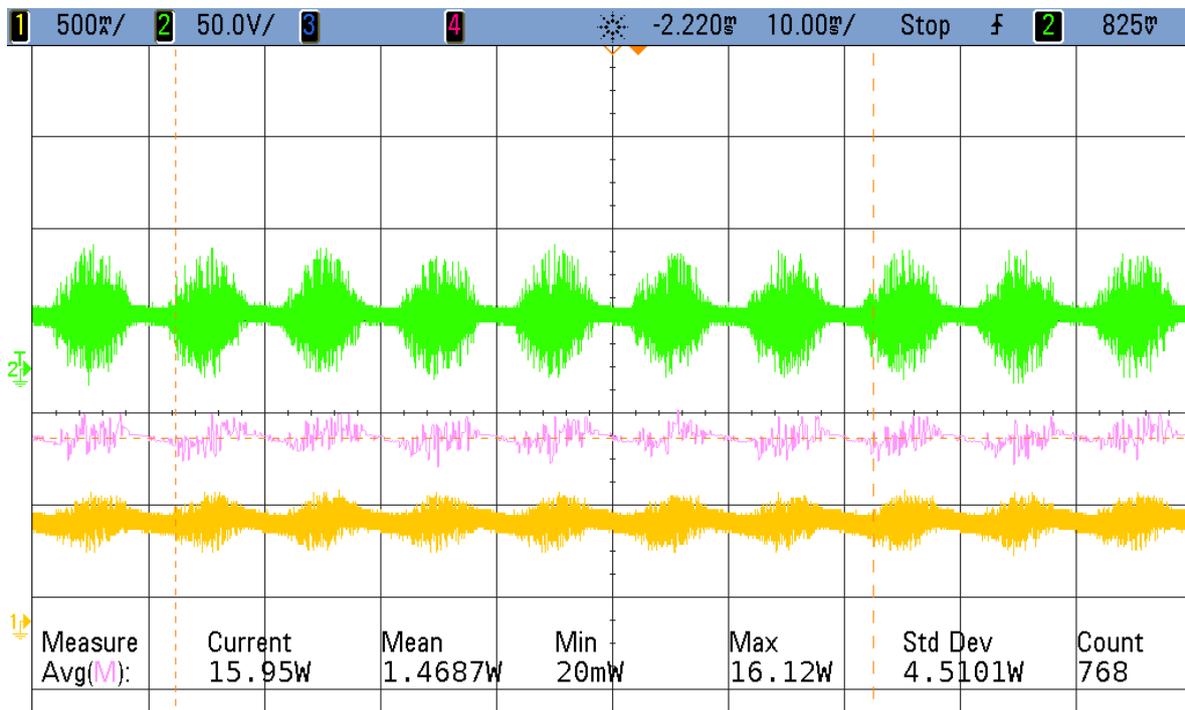


Fig. 55. Tensión en carga (en verde), corriente en la carga (en amarillo) y potencia recibida por la carga (en rosa). Escalas: eje Y – 500mA/50V, eje X – 10ms

Nuevamente se puede apreciar rizado en las corrientes y tensiones en la carga debido al ruido generado por el interruptor y el diodo en cada conmutación.

Siendo la potencia de entrada de 19.99W y la potencia de salida 15.95W se podrá calcular un valor aproximado de rendimiento del circuito:

$$\eta(\%) = \frac{W_{carga}}{W_{entrada}} \cdot 100 = 79.78\%$$

También se ha realizado la medida de la corriente y la tensión de entrada. Con el fin de realizar esta medida, se ha conectado la sonda de corriente a uno de los cables portadores de la energía alterna y la sonda de tensión diferencial a cada uno de los terminales de dichos cables. Para un valor eficaz de tensión de alimentación igual a 70 V, las formas de onda son las siguientes:

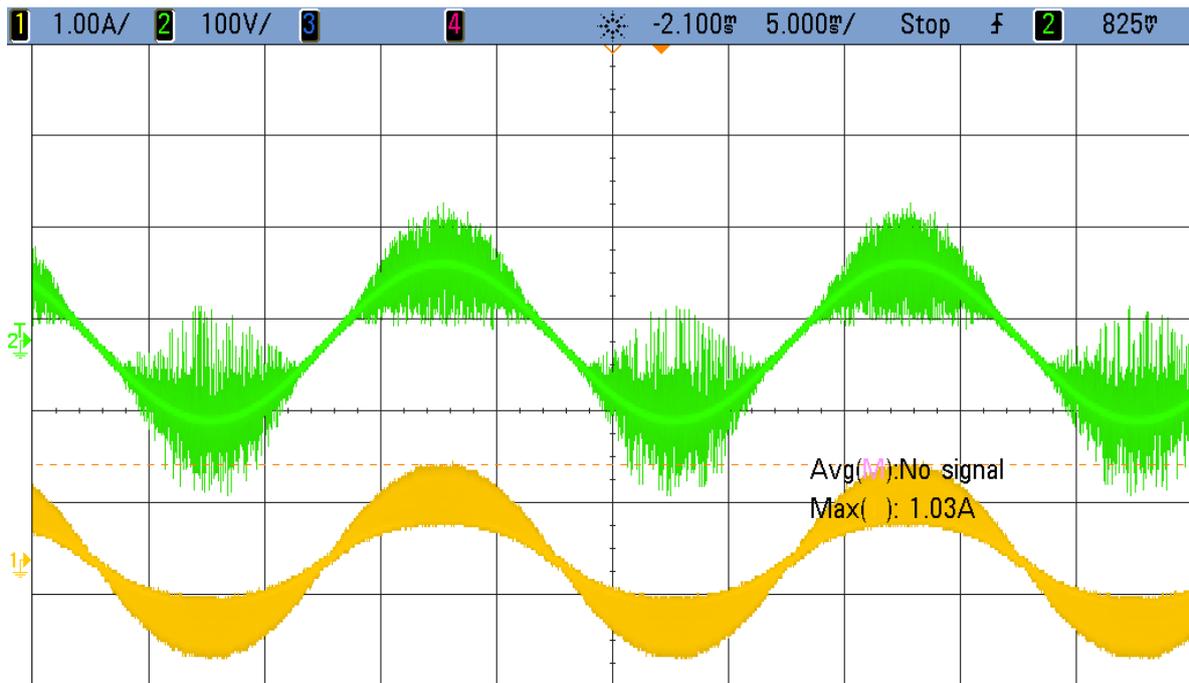


Fig. 56. Tensión (en verde) y corriente (en amarillo) de alimentación. Escalas: eje Y - 1A/100V, eje X - 5ms

Por otra parte, la fuente de alterna empleada para alimentar el convertidor permite comprobar el factor de potencia de la potencia entregada, siendo este igual a 1.



Fig. 57. Factor de potencia en la fuente de alimentación

Al aumentar la tensión de entrada a 80V el convertidor comenzó a fallar, generando en la alimentación las siguientes ondas:

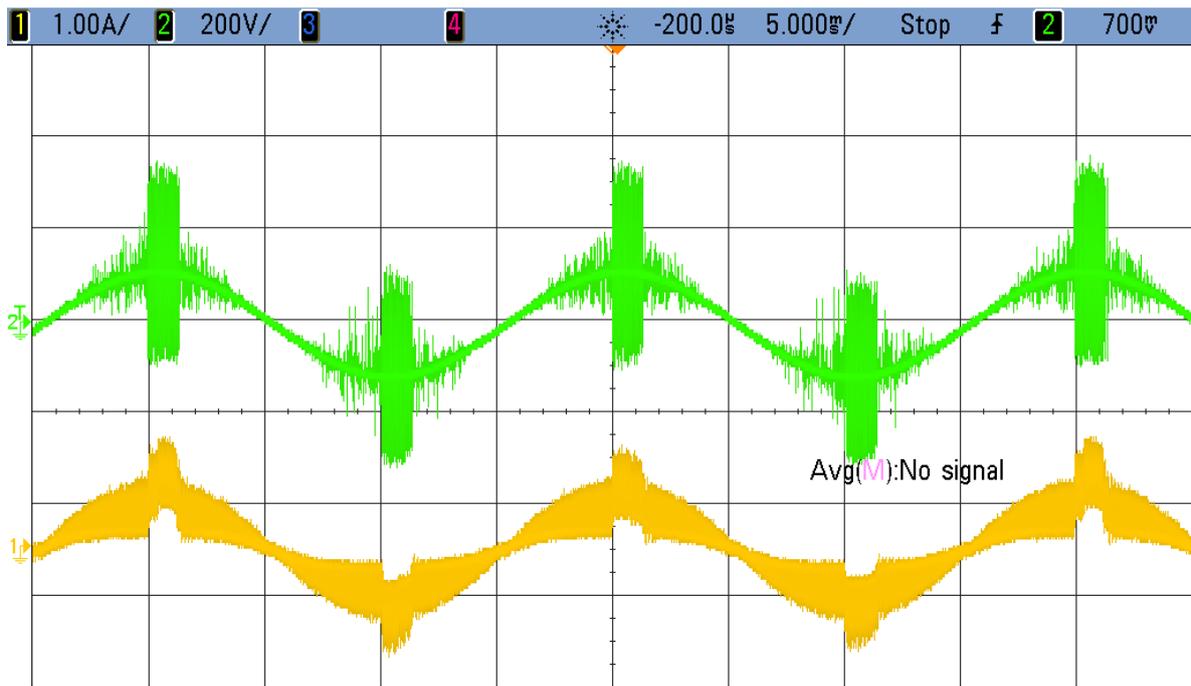


Fig. 58. Tensión (en verde) y corriente (en amarillo) de alimentación a 80V. Escalas: eje Y – 1A/200V, eje X – 5ms

El convertidor perdía sus propiedades de emulador de resistencia. Sin embargo, si a esta misma tensión de alimentación se disminuye el ciclo de trabajo, el convertidor nuevamente funciona como se desea. Esto se debe a que las bobinas se saturan (aun habiendo sido probadas en el medidor LCR a la corriente de funcionamiento deseada), puesto que reducir el ciclo de funcionamiento implica reducir la corriente de entrada.