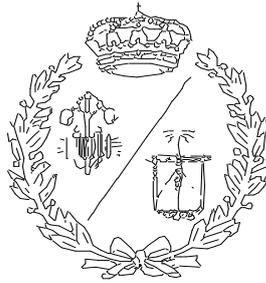


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Grado

**COMPENSACIÓN TÉRMICA DE INVERSORES
RESONANTES CONTROLADOS POR FASE**
(Thermal compensation of phase-controlled
resonant inverters)

Para acceder al Título de
**GRADUADA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA**

Autor: Luz María Mazón Lanza

Tutor: Christian Brañas Reyes

Julio - 2023

RESUMEN

En este trabajo de fin de grado se realiza el diseño de un cargador para baterías de LiFePO_4 . El cargador se basa en un convertidor resonante multifase (etapa de entrada) con un rectificador doblador de corriente (etapa de salida). El control de la corriente de carga se realiza por deslizamiento de fase de las señales de mando de la sección inversora del convertidor. La ventaja de este control es que se realiza a frecuencia constante, permitiendo optimizar el diseño de los componentes magnéticos, y garantiza el modo de conmutación a tensión cero de los transistores, reduciendo las pérdidas por conmutación. Como inconveniente, el control por deslizamiento de fase produce una distribución asimétrica de las corrientes en el circuito resonante, dando lugar a un calentamiento desigual de inductores y transistores de la sección inversora. La aparición de puntos calientes en el circuito reduce la fiabilidad del circuito y acorta la vida del mismo. En este proyecto se propone un control térmico que elimina el desequilibrio de temperaturas mediante el intercambiando de las señales de mando de los transistores, aprovechando la estructura simétrica del circuito. Este intercambio se consigue introduciendo una nueva señal de control de baja frecuencia, sincronizada con las demás señales de control y sin alterar el funcionamiento ni las propiedades del circuito.

ABSTRACT

In this end-of-degree project, the design of a charger for LiFePO₄ batteries is carried out. The charger is based on a multiphase resonant converter (input stage) with a current doubling rectifier (output stage). The control of the load current is carried out by phase slippage of the control signals of the inverter section of the converter. The advantage of this control is that it is carried out at a constant frequency, making it possible to optimize the design of the magnetic components, and it guarantees the switching mode at zero voltage of the transistors, reducing switching losses. As a drawback, phase slip control produces an asymmetric distribution of currents in the resonant circuit, giving rise to uneven heating of inductors and transistors in the inverter section. The appearance of hot spots in the circuit reduces the reliability of the circuit and shortens the life of the circuit. In this project, a thermal control is proposed that eliminates the temperature imbalance by exchanging the control signals of the transistors, taking advantage of the symmetrical structure of the circuit. This exchange is achieved by introducing a new low-frequency control signal, synchronized with the other control signals and without altering the operation or properties of the circuit.

ÍNDICE DE DOCUMENTOS:

DOCUMENTO Nº1: ÍNDICE

DOCUMENTO Nº2: MEMORIA

DOCUMENTO Nº3: ANEXO – CALCULOS

DOCUMENTO Nº4: PRESUPUESTO

DOCUMENTO Nº5: CONCLUSIONES

Documento N°1:

ÍNDICE

ÍNDICE

RESUMEN	2
ABSTRACT	3
ÍNDICE DE DOCUMENTOS:	4
ÍNDICE	6
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	8
ÍNDICE DE TABLAS	10
1 INTRODUCCIÓN.....	12
2 BATERÍAS	13
3 EVOLUCIÓN DE LAS BATERÍAS	14
3.1 BATERÍAS DE PLOMO - ÁCIDO	14
3.2 BATERÍAS DE NÍQUEL – CADMIO	14
3.3 BATERÍAS DE IONES DE LITIO	15
3.4 BATERÍAS DE ESTADO SÓLIDO.....	16
4 BATERÍAS DE LITIO-HIERRO FOSFATO (LiFePO ₄).....	18
4.1 VENTAJAS.....	18
4.2 DESVENTAJAS	19
4.3 BATERÍAS 48NPFC50.....	19
4.4 MÉTODO DE CARGA.....	20
5 MODELO DE BATERÍA	22
5.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE LC _p C _s	24
5.1.1 MODO DE CONMUTACIÓN	28
5.1.2 VARIACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD Y TRANSFORMADOR	29
5.1.3 RENDIMIENTO DEL INVERSOR RESONANTE MULTIFASE LC _p C _s	30
5.2 ETAPA DE SALIDA: RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE.....	31
5.2.1 RENDIMIENTO DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE.....	32
5.3 RENDIMIENTO GENERAL.....	33
6 OBJETIVO	34
7 RESULTADOS EXPERIMENTALES	36
7.1 MEDIDAS EXPERIMENTALES SIN CONTROL.....	38
7.2 MEDIDAS EXPERIMENTALES CON CONTROL.....	42
8 CÁLCULOS	47
9 CÓDIGO	51
9.1 CONTADOR.....	51
9.2 MULTIPLEXOR 2 A 1	51
10 PRESUPUESTO.....	53

10.1	MANO DE OBRA DIRECTA	53
10.2	COSTES DE EQUIPO Y SOFTWARE	53
10.3	COSTES MATERIALES.....	53
10.4	AMORTIZACIÓN DEL MATERIAL	56
10.5	PROCESO DE DISEÑO	56
10.6	COSTE TOTAL DE FABRICACIÓN	56
10.7	BENEFICIO	57
10.8	PRESUPUESTO FACTURABLE	57
10.9	PRECIO DE VENTA AL PÚBLICO.....	57
11	CONCLUSIONES	59
12	BIBLIOGRAFÍA.....	60

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

Ilustración 1. Batería de un coche eléctrico.	12
Ilustración 2. Batería de plomo - ácido.	14
Ilustración 3. Baterías de níquel - cadmio.	15
Ilustración 4. Baterías de iones de litio.	15
Ilustración 5. Baterías de estado sólido.	16
Ilustración 6. Batería de fosfato de hierro litio (LiFePO4).	18
Ilustración 7. Batería 48NPFC50 Narada.	20
Ilustración 8. Perfil de carga a 10, 25 y 50 amperios para una batería LiFePO4 48NOFC50.	21
Ilustración 9. Circuito simplificado de una pila.	22
Ilustración 10. Perfil de carga del circuito quasi-abierto en función del SOC obtenido a Cn/50 para un ciclo de carga y descarga completo.	23
Ilustración 11. Cargador de baterías, compuesto por un convertidor resonante multifase LCpCs y un rectificador doblador de corriente.	25
Ilustración 12. Tensión de salida.	26
Ilustración 13. Circuito simplificado.	26
Ilustración 14. Rectificador doblador de corriente.	31
Ilustración 15. Gráfico polar de las corrientes de un convertidor resonante de 2 fases.	34
Ilustración 16. Multiplexores con los que se realiza el cambio de fases.	35
Ilustración 17. Circuito resonante multifase con 4 fases.	36
Ilustración 18. Circuito completo.	37
Ilustración 19. Rendimiento del circuito resonante.	37
Ilustración 20. Corriente de salida del convertidor en función del desfase.	38
Ilustración 21. Corrientes por las fases 1 y 4 y las tensiones de ambas ramas desfasadas 0°.	38
Ilustración 22. Corrientes por las fases 1 y 4 y las tensiones de ambas ramas desfasadas 90°.	39
Ilustración 23. Temperatura de las bobinas 1 y 4 medidas con la cámara térmica.	40
Ilustración 24. Temperatura de las bobinas 1 y 4.	41
Ilustración 25. Temperatura de la bobina 4 con y sin ventilador.	41
Ilustración 26. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando el efecto del control.	42
Ilustración 27. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando un cambio de fases.	43

Ilustración 28. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando un cambio de fase ampliado.....	43
Ilustración 29. Temperatura de las bobinas 1 y 4.	44
Ilustración 30. Temperatura de las bobinas 4 con y sin control.	44
Ilustración 31. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida.	45
Ilustración 32. Señal de baja frecuencia.	50

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros del inversor resonante.....	27
Tabla 2. Costes de mano de obra directa.....	53
Tabla 3. Costes de equipo y software.....	53
Tabla 4. Costes materiales.....	55
Tabla 5. Costes de fabricación.....	56

Documento N°2:

MEMORIA

1 INTRODUCCIÓN

Los vehículos eléctricos, a medida que avanza el tiempo, son más demandados en la industria, siendo sus baterías el elemento más importante para su funcionamiento ya que limita su autonomía, tiempo de espera de carga, precio, vida útil y dinámica, en función del tipo, del tiempo de recarga, la forma de conducir, la temperatura externa y demás parámetros que hay que tener en cuenta. El principal problema de las baterías es su peso, ya que la mayoría son excesivamente pesadas, lo que hace que los coches gasten más energía, además de afectar a su dinámica a la hora de frenar o viajar por un tramo de curvas. Por lo tanto, lo que se busca en las baterías con el tiempo es una mayor eficiencia, autonomía y reducir su peso lo máximo posible, al igual que su costo.

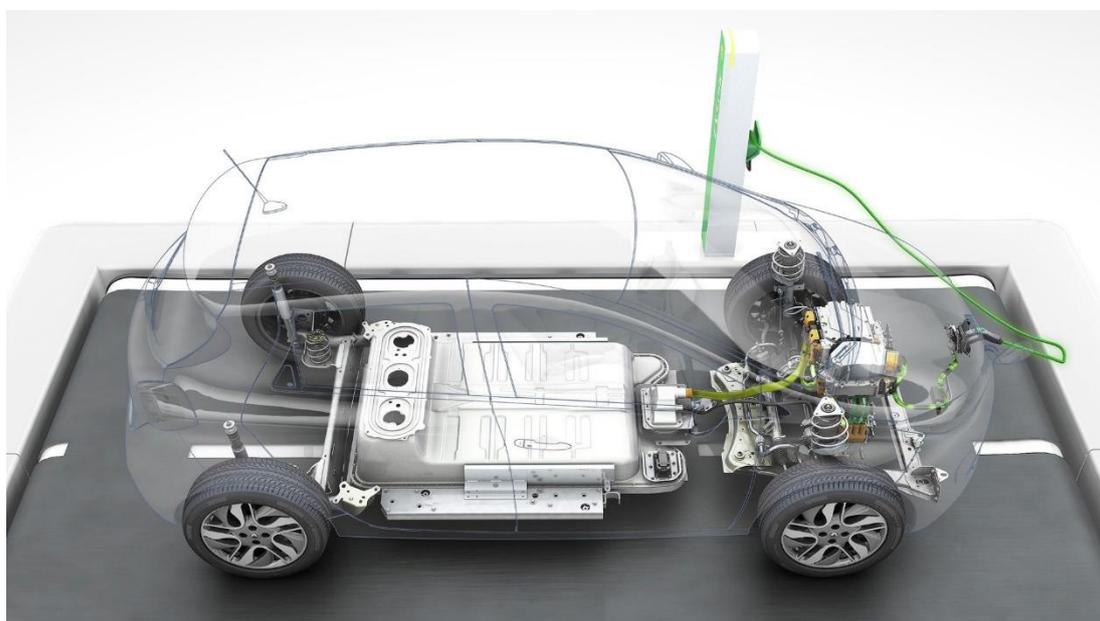


Ilustración 1. Batería de un coche eléctrico.

2 BATERÍAS

Las baterías son dispositivos que transforman la energía química en eléctrica, mediante reacciones de oxidación- reducción (redox). La de oxidación consiste en perder electrones, mientras que la de reducción gana electrones, provocando su carga y descarga, pudiendo repetirse este procedimiento un número finito de veces.

Están formadas por varios pares de electrodos dispuestos en compartimentos diferentes, llamados celdas (con un polo positivo, cátodo, y uno negativo, ánodo), las cuales se sumergen en una solución llamada electrolito, que permite el flujo de la carga eléctrica entre los dos terminales. En función de la colocación de las celdas obtendremos una intensidad o tensión mayores: si las colocamos en serie, alternando positivo y negativo, conseguiremos una tensión mayor, mientras que, si las ponemos en paralelo, positivos a un lado y negativos a otro, aumentaremos su intensidad.

Tienen muchas aplicaciones como en sistemas de emergencia, en coches eléctricos, telecomunicaciones, ferrocarriles, para el almacenamiento eficiente de energía renovable proveniente de la energía fotovoltaica, parques eólicos, electrónica, asistencia a la discapacidad, etc.

3 EVOLUCIÓN DE LAS BATERÍAS

A lo largo de las últimas décadas, las baterías han avanzado considerablemente, principalmente en cuanto a capacidad de almacenamiento de energía, coste y vida útil [14].

3.1 BATERÍAS DE PLOMO - ÁCIDO

La primera batería recargable fue desarrollada por Gaston Planté en 1859, siendo posteriormente mejorada por Camilo Faure, quien aumentó su capacidad, permitiendo su producción a gran escala. Se trataba de una batería de plomo-ácido [13], compuesta por dos electrodos, uno positivo (una placa de plomo recubierta por óxido de plomo (II), PbO_2) y otro negativo (de plomo esponjoso). En este caso, el electrolito es una disolución de ácido sulfúrico.

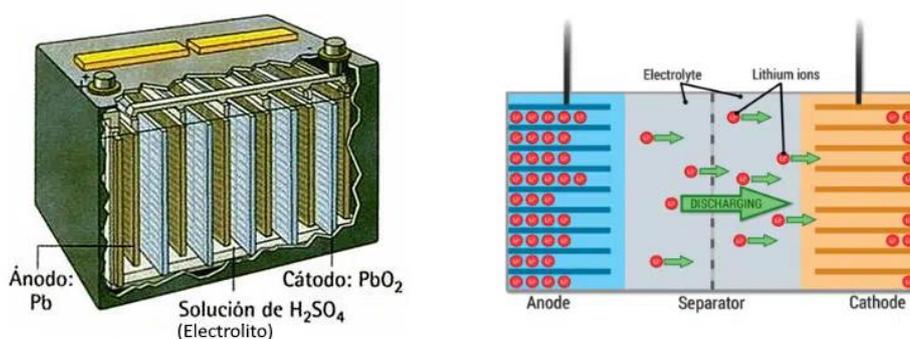


Ilustración 2. Batería de plomo - ácido.

Sus principales características son: bajo coste, relativamente eficientes, alta seguridad (cumple altos estándares de seguridad, entre otras cosas porque son fabricadas herméticamente y se clasifican como no derramables), estables, son fáciles de mantener con un correcto funcionamiento (soportan sobrecargas, descargas, vibraciones y cargas prolongadas), están libres de mantenimiento, poseen rejillas gruesas y de baja descarga e incluyen un sistema de ventilación adecuado. A pesar de todas estas ventajas tienen una capacidad de energía limitada, una vida útil corta, una capacidad de recarga lenta y un peso elevado que hace que se fuesen dejando de usar.

3.2 BATERÍAS DE NÍQUEL – CADMIO

Posteriormente, Waldemar Jungner inventó en 1899 las baterías de níquel-cadmio (NiCd). Están compuestas por un cátodo de hidróxido de níquel y un ánodo de cadmio metálico, separados entre sí por una lámina porosa impregnada con una solución acuosa de hidróxido de potasio, funcionando como electrolito para favorecer el transporte de la carga.

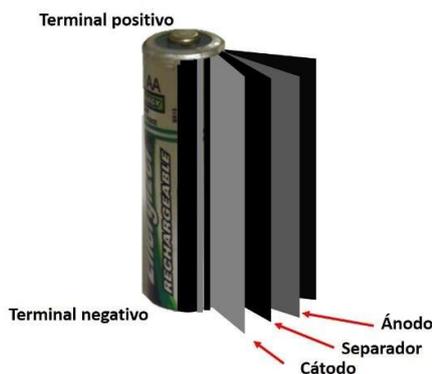


Ilustración 3. Baterías de níquel - cadmio.

Destacan por ser fiables, tener una capacidad de almacenamiento mayor que las de plomo-ácido, además de una vida más larga, y siendo sus principales desventajas que tienen un coste alto, su efecto memoria y que el cadmio es contaminante.

3.3 BATERÍAS DE IONES DE LITIO

En 1991 se comenzaron a comercializar las baterías de iones de litio [15], que fueron inventadas y desarrolladas por Stanley Whittingham, John B. Goodenough y Akira Yoshino. Están compuestas por un ánodo de un material similar al grafito, denominado coque y un cátodo de óxido de cobalto. El electrolito es sal de litio. Su funcionamiento se basa en el movimiento de los iones de litio y los electrones. Si la batería está cargada, los iones de litio están en el ánodo (coque). Durante la descarga, los iones fluyen a través del electrolito desde el ánodo al cátodo, a través del circuito exterior, mientras que, durante la carga, se mueven del cátodo al ánodo. Durante este proceso del movimiento de iones se produce una corriente eléctrica.

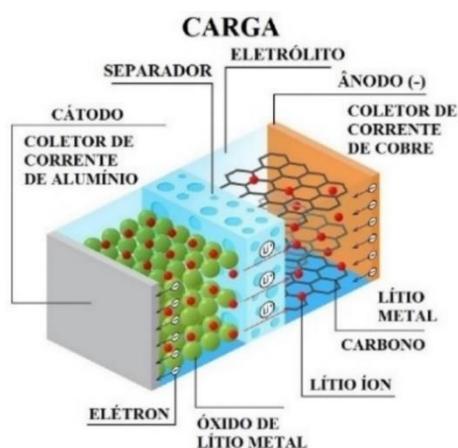


Ilustración 4. Baterías de iones de litio.

Son muy utilizadas por su capacidad de almacenamiento de energía mucho mayor que las baterías de níquel-cadmio, así como su vida útil, son más ligeras y compactas que las anteriores, tienen una mayor densidad energética, soportan cientos de ciclos de carga, son menos agresivas para el medio ambiente, no tienen efecto memoria y mantienen su carga durante periodos prolongados de tiempo. A pesar de tener todas estas ventajas, su coste es alto, son frágiles, su vida útil es corta (independientemente de que se usen o no), son extremadamente sensibles a altas temperaturas y hay una pequeña posibilidad de que se incendien.

Existe una variante, las baterías de ion-litio con cátodo de $LiFePO_4$ [8], que destacan por no usar cobalto, lo que las hace más seguras [10] y estables por su elevada cantidad de hierro. Más adelante las analizaremos con más detenimiento.

3.4 BATERÍAS DE ESTADO SÓLIDO

Actualmente, están en desarrollo las baterías de estado sólido, un nuevo tipo de baterías inventado por John B. Goodenough, que son una evolución de las de iones de litio. Su funcionamiento es igual, pero la principal diferencia de las baterías de estado sólido, frente a sus sucesoras es que el electrolito no es líquido, sino que es sólido, concretamente es de cristal.

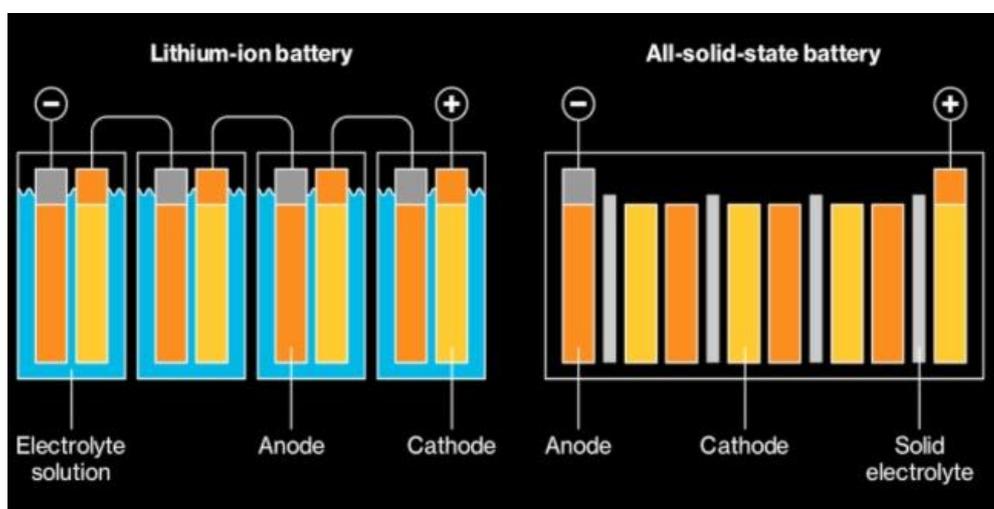


Ilustración 5. Baterías de estado sólido.

Destacan por tener una mayor densidad de energía, una vida útil más larga y ser más seguras (tiene un menor riesgo de fugas o incendios), el tiempo de recarga es más corto, poder almacenar tres veces más energía que otras baterías y, que el electrolito sea sólido, favorece su fabricación en serie, lo que supone una reducción de su coste. El principal reto actual es encontrar un material adecuado para el electrolito sólido.

Con el tiempo y los avances se espera que se mejoren las principales características de las baterías, con el fin de conseguir que los coches eléctricos sean cada vez más competitivos principalmente en términos de rendimiento, seguridad, precio y vida útil. Las características que se buscan mejorar son las siguientes:

- Tiempo de carga: En función del modo de carga podemos diferenciar tres tiempos de carga: recarga lenta (entre 5 y 10 horas según la capacidad de la batería), recarga semi rápida (entre 2 y 3 horas dependiendo de si la corriente es monofásica o trifásica) y recarga rápida (en corriente continua tarda entre 5 y 30 minutos, y en corriente alterna, 10 minutos).
- Densidad energética: relación entre la energía que facilita la batería y su peso. Se busca una densidad energética alta, ya que supone mayor autonomía y menor peso.
- Peso de las baterías: actualmente oscila entre 160 y 600 kg. Se suelen colocar en el suelo del coche para mejorar la distribución de pesos.
- Autonomía: Un coche de media puede hacer entre 300 y 400 km, llegando actualmente a poder hacer hasta 900 km.
- Ciclos de carga: Número limitado de veces que se puede cargar y descargar la batería. Actualmente rondan los 3000 ciclos de carga.

4 BATERÍAS DE LITIO-HIERRO FOSFATO (LiFePO_4)

Las baterías de litio-hierro fosfato (LiFePO_4) o baterías LFP (ferrofosfato de litio) son una variante de las baterías de ion-litio, pero con un cátodo de fosfato de hierro y un ánodo de carbono o grafito endurecido con litio metálico intercalado (en pequeñas láminas) [9]. Las ventajas de este cátodo es que el material es mucho más económico, ya que los precios del litio han aumentado considerablemente últimamente. Además, existe una abundancia relativa de hierro en la tierra (una mayor disponibilidad respecto a los materiales de las baterías de iones de litio convencionales), lo que supone que sean más baratas, más sostenibles y menos susceptibles a problemas de la cadena de suministro.

En los últimos dos años, la cuota de mercado de las baterías LFP ha aumentado del 17% en enero de 2021 al 26% en enero de 2022 y al 31% en septiembre de 2022. Esto se debe a la apuesta que han hecho dos grandes marcas como Tesla y BYD, acumulando el 68% de las baterías LFP que se utilizaron en todo el mundo [11].

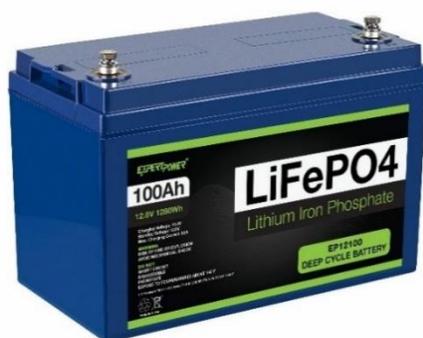


Ilustración 6. Batería de fosfato de hierro litio (LiFePO_4).

4.1 VENTAJAS

- Muy seguras (no son propensas a la explosión o inflamación, gracias a su química altamente estable, además de térmica).
- Resistentes a sobrecargas, sobredescargas y a altas temperaturas.
- Buen rendimiento electromecánico.
- Ciclo de vida muy largo en comparación a otras baterías (más de 2000 veces en comparación con las de iones de litio convencionales). Actualmente soportan entre 1000 y 5000 ciclos de carga y descarga.
- No son tóxicas ni contaminantes ni contienen metales pesados como plomo o cadmio. El material que se utiliza en los electrodos, carcasa y cables puede recuperarse reciclando estas baterías.

- Tienen una tensión de descarga muy constante, lo que permite que se descarguen completamente. Su tensión de salida es de 3,2 voltios, lo que permite colocar cuatro baterías en serie, obteniendo 12,8 voltios de tensión nominal.
- Capacidad de carga rápida.
- Son más resistentes a la degradación (duran más tiempo en aplicaciones exigentes, como vehículos eléctricos), a los golpes y a la corrosión.
- Muy eficientes (pueden almacenar más energía en menos espacio).
- Al tener el cátodo de fosfato, el coste de fabricación se reduce.
- No requieren mantenimiento.

4.2 DESVENTAJAS

- Menor densidad de energía en comparación con otras baterías de iones de litio.
- A pesar de que el riesgo por explosión es muy pequeño, existe el peligro.
- Tiene una conductividad eléctrica baja.
- A temperaturas bajo cero no se cargan, a no ser que la batería tenga integrado un circuito calefactor.
- Tiene una capacidad de carga limitada, lo que supone una menor autonomía.
- Son más pesadas. Con el fin de tener mayor capacidad, se hacen más grandes, lo que supone un aumento del peso.

4.3 BATERÍAS 48NPFC50

La batería de hierro-litio fosfato ($LiFePO_4$) para la cual se diseña el cargador es la 48NPFC50 de Narada [12]. Esta marca se ha convertido en uno de los mayores fabricantes de baterías y proveedores mundiales en el mundo. Los principales productos son baterías de plomo ácido, baterías de iones de litio, componentes y subsistemas relacionados, utilizados en un amplio abanico de aplicaciones.

Estas baterías consisten en 15 celdas ($N_s=15$) colocadas en serie e incorporando un Sistema de gestión de baterías (BMS) que garantiza un buen balance entre todas las celdas. La corriente que atraviesa cada una es la misma. Su tensión nominal son 48 voltios, su capacidad nominal es de 50 Ah y su capacidad de carga de 2,4 kWh. Se caracterizan por tener una alta densidad energética, una larga vida útil, un peso menor que otras baterías de características similares, no tienen efecto memoria, no requieren mantenimiento, tienen una baja tasa de autodescarga (descarga mientras no se usa), no emiten gases, tienen una alta autonomía y una capacidad de carga rápida. Además, cuenta con dos puertos RS485 que permite conectar en serie hasta 8 baterías en paralelo y tienen un sistema de gestión que

supervisa la tensión, la corriente, la temperatura de las células y el módulo, que toma precauciones contra sobrecargas, sobredescargas, sobrecorrientes, sobretemperaturas, subtemperaturas y cortocircuitos, y proporciona el equilibrio de las células y la limitación de la corriente durante el proceso de carga para garantizar una seguridad fiable y un excelente rendimiento.



Ilustración 7. Batería 48NPFC50 Narada.

4.4 MÉTODO DE CARGA

El protocolo recomendado para la carga de baterías $LiFePO_4$ se compone de dos etapas [1]: la etapa a corriente constante (CC) y la etapa a tensión constante (CV).

Se comienza con la etapa a corriente constante (CC), donde la batería se carga de forma constante a la corriente máxima, que depende de la capacidad y la tecnología de la batería. Una vez que la tensión de la batería alcanza su tensión nominal (especificado en la hoja de datos de la batería) comienza la etapa CV. En este punto, la potencia extraída del cargador es la máxima, que ocurre en el 90% del SOC aproximadamente.

Posteriormente, comienza la etapa a tensión constante (CV), donde la corriente de carga disminuye, entregando la necesaria en función de la tensión

A temperatura ambiente ($25^{\circ}C$) se realizan experimentalmente en el laboratorio la carga de tres baterías, estando completamente descargadas como condición inicial. De esta forma obtenemos los siguientes perfiles de carga, cargando la batería 48NPFC50 Narada a 10 ($C_n/5$), 25 ($C_n/2$) y 50 (C_n) amperios durante la etapa de corriente constante.

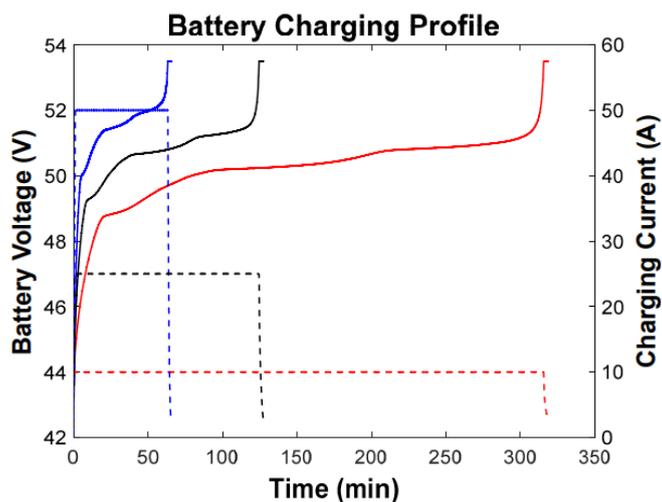


Ilustración 8. Perfil de carga a 10, 25 y 50 amperios para una batería LiFePO₄ 48NOFC50.

Mediante un sistema integrado que gestiona la batería (BMS) podemos observar la temperatura durante el proceso de carga de las baterías, pudiendo protegerlas adecuadamente. Los manuales recomiendan cargar las baterías a un valor bajo ($C_n/5$), pero las baterías $LiFePO_4$ permite una carga más rápida. En este proyecto cargaremos la batería a 10 A, que se corresponde con la carga recomendada, $C_n/5$.

5 MODELO DE BATERÍA

Las baterías $LiFePO_4$ son un sistema físico complejo compuesto por 15 celdas ($N_s = 15$). Para analizarlas se estudia una sola pila a modo de simplificación [1]:

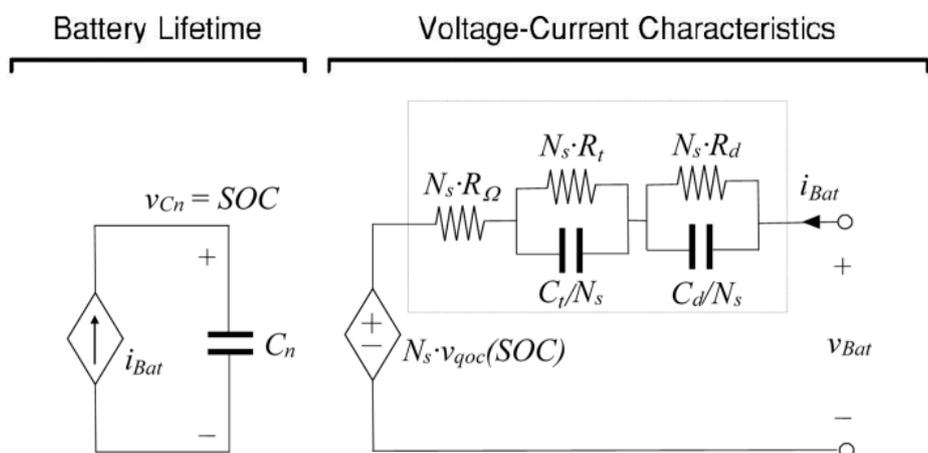


Ilustración 9. Circuito simplificado de una pila.

En el circuito podemos diferenciar, por un lado, la fuente de corriente controlada, I_{bat} , y un condensador, C_n , que representa la carga total almacenada en la batería (es decir, el estado de carga, SOC). Si se está descargando o está totalmente descargada, la fuente I_{bat} se utiliza para cargar o descargar C_n para que el SOC cambie dinámicamente. La capacidad de la batería no cambiará con la variación de corriente porque se conserva la energía.

El tiempo de funcionamiento de la batería se obtiene cuando la tensión llega al final de la descarga.

El SOC viene definido por la relación entre la carga de la batería (Q) y la capacidad nominal (C_n):

$$SOC = \frac{Q}{C_n} * 100\% \quad (1)$$

Una vez calculado el SOC, podemos obtener la tensión que atraviesa el condensador (C_n), v_n ($SOC = v_n$) variando desde 0 hasta 1, y correspondiendo con la carga completa de la batería.

$$SOC(t) = SOC(t_0) + \frac{1}{C_n} * \int_{t_0}^t i_{bat}(t) dt \quad (2)$$

La fuente de tensión, $N_s v_{qoc}$ (SOC), dependiente de la tensión v_{cn} representa la tensión del circuito quasi-abierto, que se trata de un experimento donde la tensión es muy baja (de forma que no modifique el equilibrio electroquímico de la batería), siendo mucho menor que la capacidad de la batería y se hacen pruebas cargando y descargándola para obtener su curva. De esta forma calculamos v_{qoc} en función del SOC. En una prueba realizada a una capacidad de carga de $C_n/50$ (necesitando 100 horas) obtenemos la siguiente curva:

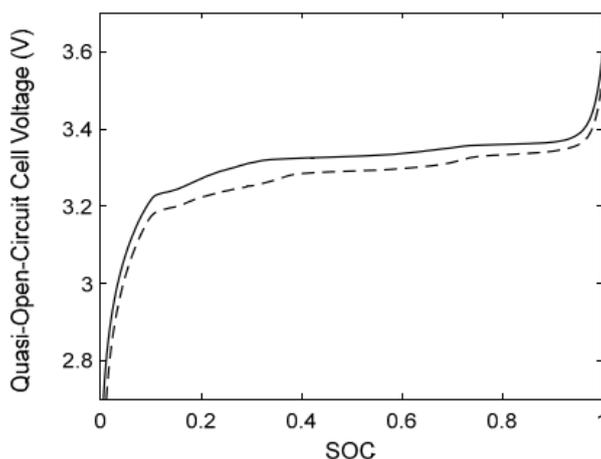


Ilustración 10. Perfil de carga del circuito quasi-abierto en función del SOC obtenido a Cn/50 para un ciclo de carga y descarga completo.

Por otro lado, podemos diferenciar la resistencia en serie R_{Ω} y dos paralelos RC ($N_s R_t$ con $\frac{C_t}{N_s}$ y $N_s R_d$ con $\frac{C_d}{N_s}$), que predicen la respuesta transitoria a un SOC determinado, asumiendo que la tensión $N_s v_{qoc}$ (SOC) es constante.

Desde el punto de vista del diseño del cargador de batería, los parámetros eléctricos de la batería al final de la etapa CC son de interés, ya que es cuando la energía suministrada por el cargador es máxima. Para un SOC concreto, el modelo de batería se puede simplificar a una resistencia, r_{Bat} , en serie con una fuente de tensión igual a la tensión del circuito quasi-abierto $N_s V_{qoc}$. Suponiendo que la batería está en estado estacionario, obtenemos el valor de la resistencia r_{Bat} :

$$r_{bat} = N_s * (R_{\Omega} + R_t + R_d) \quad (3)$$

Los valores específicos de R_t y R_d para un SOC dado deben obtenerse del estudio dinámico de la batería, una vez que se hayan obtenido las constantes de tiempo asociadas con los fenómenos de transporte y difusión. Posteriormente calculamos la tensión de la batería:

$$V_{bat} = N_s V_{qoc} + I_{bat} r_{bat} \quad (4)$$

El modelo de batería permite simular a lo largo del tiempo (principalmente para largos periodos) el proceso de carga. A la hora de definir el cargador para las baterías se deben tener en cuenta varios factores, entre los que está la seguridad y el aislamiento. En las baterías de iones de litio es muy importante garantizar la seguridad. Para ello se deben cumplir los límites de tensión y corriente del fabricante, que quedan definidos en el perfil de carga. Además, el transformador debe tener el aislamiento galvánico correctamente incorporado.

5.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE LC_pC_s

El circuito de carga de baterías está compuesto por dos partes: una etapa de entrada, que consiste en un convertidor resonante LC_pC_s de 4 fases, y una etapa de salida, compuesta por un rectificador doblador de corriente de una fase [1][5].

El convertidor resonante multifase LC_pC_s transforma corriente continua en corriente alterna a frecuencia constante (siendo la salida una intensidad de alta frecuencia). En este proyecto, el convertidor está formado por 4 secciones LC_pC_s clase D (y cada sección por dos transistores), una auto inductancia y dos condensadores que actúan de filtro, permitiendo seleccionar la componente fundamental y atenuando las demás (obteniendo las ondas de tensión y corriente en la carga prácticamente sinusoidales).

La principal característica de estos convertidores es que pueden realizar la conmutación de los transistores con tensión cero (zero voltage switching, ZVS) y/o corriente cero (zero current switching, ZCS), pudiendo hacerse a altas frecuencias. En este proyecto, la frecuencia de conmutación es de 125kHz. Debido al desplazamiento de las fases entre la tensión y la corriente a través de los transistores, los convertidores resonantes tienen unas pérdidas bajas de conmutación (lo que supone un aumento de su eficiencia). Además, mediante este ajuste de las fases podemos establecer un control sobre la potencia de salida.

A continuación, podemos ver el esquemático del convertidor resonante con 4 secciones LC_pC_s de tipo D en paralelo conectadas al primario de un transformador y controladas mediante la conmutación de los transistores. La corriente de entrada se divide en el número de fases, por lo que cuanto mayor sea el número de fases, menor es la corriente que lo atraviesa, y, por lo tanto, menores son las pérdidas por calor en las bobinas y resistencias de cada fase, siendo mayor el rendimiento.

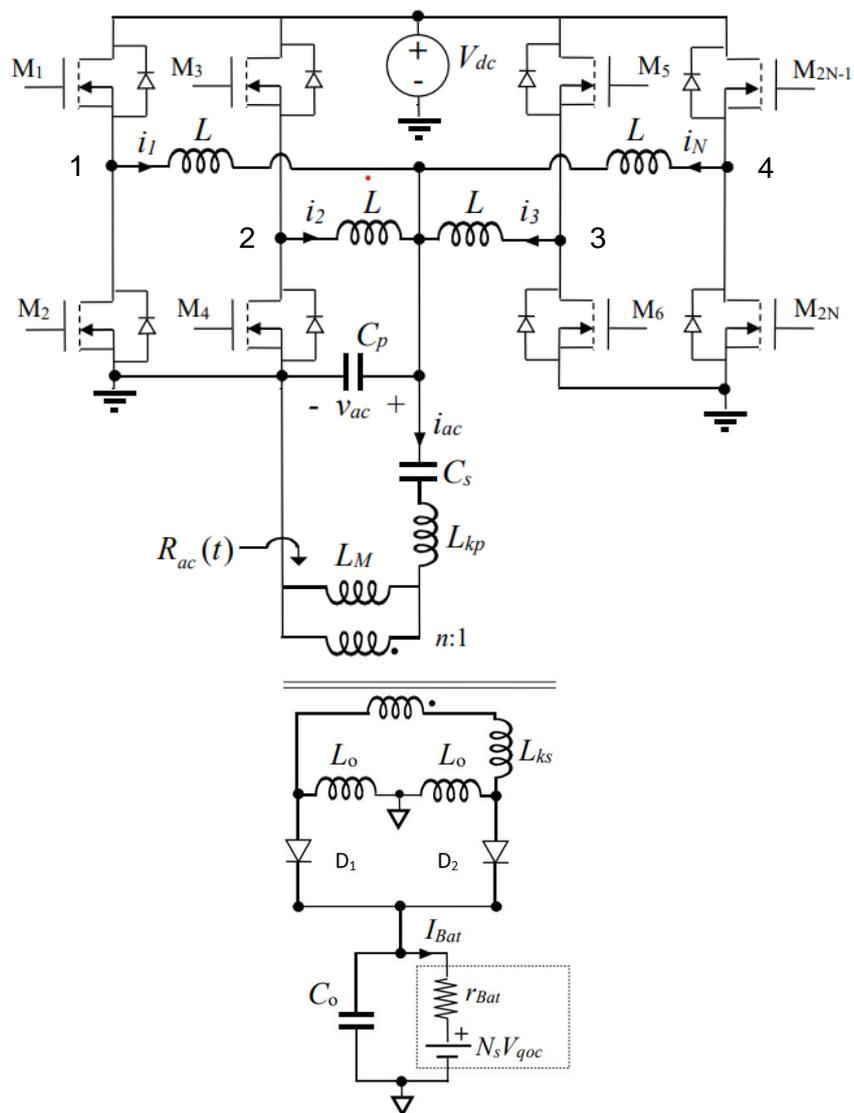


Ilustración 11. Cargador de baterías, compuesto por un convertidor resonante multifase LCpCs y un rectificador doblador de corriente.

La intensidad que proporciona el convertidor a la batería viene determinada por el desfase producido entre las tensiones V_1, V_2, V_3 y V_4 (V_N). Para ello se analiza teniendo en cuenta el caso general, donde la tensión de cada punto medio (V_i) de todas las secciones de clase D tienen asociado un ángulo de fase $\Psi_0, \Psi_1, \dots, \Psi_{N-1}$. En la siguiente imagen podemos observar la tensión de cada punto medio, V_i :

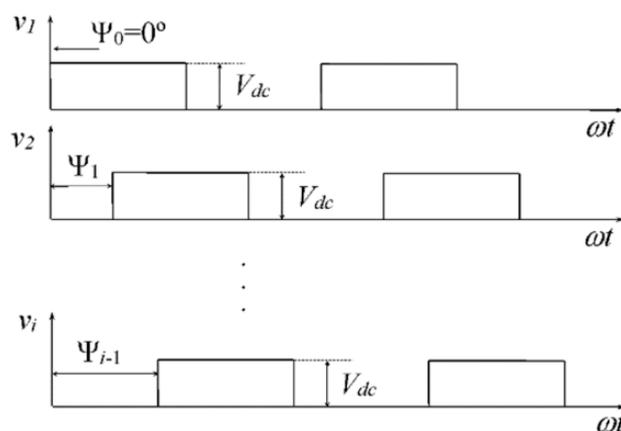


Ilustración 12. Tensión de salida.

A partir de los ángulos de fase y usando la aproximación fundamental, obtenemos las tensiones de entrada (V_i) representadas mediante la siguiente fórmula:

$$V_i = \frac{2 * V_{dc}}{\pi} * e^{-j\Psi_{i-1}} \quad (5)$$

, donde $i \in [1, 2, \dots, N]$ es el número de fases y $\Psi_{1,2,\dots,N-1}$ son los desplazamientos de fase entre la tensión de salida de cada sección inversora. En estado estacionario y utilizando la aproximación de onda baja, el rectificador de salida se reduce a una impedancia equivalente, R_{ac} . Esta etapa se analiza utilizando el modelo de circuito simplificado a continuación:

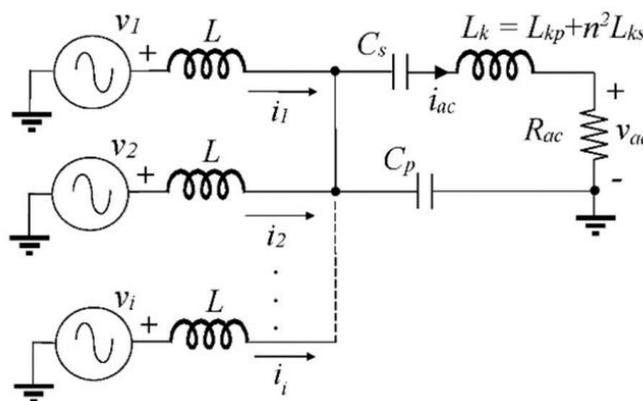


Ilustración 13. Circuito simplificado.

Para el posterior análisis del circuito tendremos en cuenta las pérdidas de la bobina L_k y se despreciarán las pérdidas de la inductancia de magnetización, L_M . Además, deberemos tener en cuenta los parámetros a continuación, ya que es a través de los cuales podemos definir el inversor resonante:

Frecuencia resonante paralela	Impedancia característica paralela	Factor de calidad paralelo
$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p/N}}$	$Z_p = \omega_p L = \frac{N}{\omega_p C_p}$	$Q_p = \frac{NR_{ac}}{Z_p}$

Tabla 1. Parámetros del inversor resonante.

Conociendo los fasores de las corrientes $I_{1,2,\dots,N}$, calculamos el fasor de la corriente de carga teniendo en cuenta el siguiente divisor de corriente:

$$I_{load} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p} * \frac{-\frac{1}{Q_p} [(\sum_{i=1}^N \sin(\Psi_{i-1}) + j(\sum_{i=1}^N \cos(\Psi_{i-1})))]}{j(1 - \Omega^2) - \frac{\Omega}{Q_p}} \quad (6)$$

Durante la etapa CC del proceso de carga, el convertidor proporciona una limitación de corriente, protegiendo la batería y extendiendo su vida útil. Para controlar el comportamiento de la fuente de corriente del convertidor debemos fijar la frecuencia de conmutación en $w = w_p$, donde w_p es la frecuencia de resonancia paralela (obtenida en la Tabla 1). Una vez fijada dicha frecuencia, podemos calcular la corriente de salida del convertidor (no es dependiente de la carga), vista desde el primario del transformador, I_{ac} :

$$I_{ac} = -\frac{2 * V_{dc}}{\pi C_p} \left\{ \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} + \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} \right\} \quad (7)$$

El filtro de salida (etapa de salida) elimina la onda de alta frecuencia, obteniendo la aproximación de onda baja, que se utiliza para estudiar el rectificador propuesto en estado estacionario. Teniendo en cuenta la corriente total en el lado primario y utilizando el primer armónico de la forma de onda cuadrada, la relación entre las corrientes de CA y CC es la siguiente:

$$\hat{I}_{ac} = 2 \frac{I_{Bat}}{n\pi} \quad (8)$$

, siendo \hat{I}_{ac} la amplitud de la corriente del primario del transformador. De la siguiente forma obtenemos I_{Bat} en función de los ángulos $\Psi_{1,2 \dots N-1}$:

$$I_{Bat} = \frac{nV_{dc}}{Z_p} \sqrt{\left(\sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right)^2 + \left(\sum_{m=1}^N \cos \Psi_{i-1} \right)^2} \quad (9)$$

La máxima corriente de carga se consigue cuando $\Psi_0 = \Psi_1 = \Psi_{N-1} = 0^\circ$:

$$I_{Bat} = \frac{nV_{dc}}{Z_p} N \quad (10)$$

De la fórmula anterior podemos observar que la capacidad de corriente de salida del convertidor multifase mejora aumentando el número de fases paralelas, N.

La amplitud de la tensión en el lado primario del transformador se obtiene del balance de potencia en los devanados, suponiendo un transformador sin pérdidas.

$$P_{ac} = P_{Bat} = \frac{\hat{I}_{ac} \hat{V}_{ac}}{2} = I_{Bat} V_{Bat} \quad (11)$$

Sustituyendo:

$$\hat{V}_{ac} = n\pi V_{Bat} = n\pi r_{Bat} I_{Bat} + n\pi V_{Bat} \quad (12)$$

La batería desde el lado AC se define de la siguiente forma:

$$\hat{V}_{ac} = \frac{n^2 \pi^2}{4} * r_{Bat} * \hat{I}_{Bat} + n\pi V_{Bat} \quad (13)$$

La impedancia R_{ac} , en el lado AC del convertidor define importantes características del inversor resonante, como el modo de conmutación de los transistores, la distorsión de las ondas y la eficiencia. Calculo la etapa rectificadora como una resistencia equivalente, R_{ac} :

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{2} n^2 R_{Bat} = \frac{\pi^2}{2} n^2 \left(r_{Bat} + \frac{V_{Bat}}{I_{Bat}} \right) \quad (14)$$

5.1.1 MODO DE CONMUTACIÓN

Existen tres tipos de conmutación de los transistores: a tensión cero (cero voltage switching, ZVS), a corriente cero (zero current switching, ZCS) y una combinación de los dos anteriores (ZVS-ZCS) [6]. En este proyecto, las conmutaciones se realizarán a tensión cero (zero voltage switching, ZVS), de forma que las pérdidas por conmutación en el lado primario del convertidor se reduzcan. Este modo necesita suficiente desfase de la corriente resonante respecto a la tensión de entrada. Además, la frecuencia de conmutación de los transistores debe ser mayor que la frecuencia del tanque resonante, con el fin de garantizar que la corriente (en valor absoluto) sea mayor antes de que el transistor haya empezado a conducir. La corriente resonante está controlada por el factor de calidad (Q_p). Un alto valor de Q_p reduce la energía reactiva en el inversor resonante, reduciendo las pérdidas de conducción. Sin embargo, se debe aceptar algo de energía reactiva para garantizar el modo ZVS de todos los transistores. La forma compleja, I_i , de cada corriente resonante se obtiene en función de los ángulos $\Psi_0, \Psi_1, \dots, \Psi_{N-1}$.

$$I_i = -\frac{2 * V_{dc}}{\pi Z_p} \left\{ \begin{array}{l} \frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} - \left(\frac{Q_p}{NC_s} - \frac{L_k}{L} \right) \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} - \sin \Psi_{i-1} \\ -j \left[\frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} + \left(\frac{C_p}{NC_s} - \frac{L_k}{L} \right) \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} + \cos \Psi_{i-1} \right] \end{array} \right\} \quad (15)$$

Para determinar el factor de potencia, ϕ_i , de las patas de cada transistor, debemos calcular la impedancia de entrada de cada fase, $Z_i = V_i/I_i$. El ángulo del factor de potencia, ϕ_i , se obtiene usando $\phi_i = \text{angle}(Z_i)$, en función de los ángulos de control ($\Psi_0, \Psi_1, \dots, \Psi_{N-1}$), el número de fases (N) y el factor de calidad (Q_p). Sustituyendo $\Psi_0 = \Psi_1 = \dots = \Psi_{N-1} = 0^\circ$, obtenemos Φ_i al valor máximo e la corriente de salida:

$$\Phi_i = \tan^{-1} \left(\frac{1 + \frac{C_p}{C_s} - N \frac{L_k}{L}}{Q_p} \right) \quad (16)$$

Como podemos observar, la inductancia del primario (L_k) es más significativa para altas potencias, al igual que para altas frecuencias, donde normalmente el valor de la bobina del circuito resonante (L) es baja. Un valor alto de L_k puede producir pérdidas en el modo ZVS. Sin embargo, la disposición en serie de L_k y C_s permite la cancelación de los efectos de L_k en el lado AC, calculando C_s a la frecuencia de cambio para lograr la resonancia de la serie con L_k . Se calcula de la siguiente forma:

$$C_s = N \frac{L_k}{L} C_p \quad (17)$$

Con la cancelación del efecto de L_k , el valor del ángulo del factor de potencia (Φ_i) depende principalmente del factor de calidad (Q_p). El valor mínimo en el modo ZVS depende del t_d de los transistores y de la frecuencia de cambio (ω_p):

$$\varphi_{ZVS} = \frac{t_d \omega_p}{2\pi} * 360^\circ \quad (18)$$

Como criterio de diseño, se asume un valor del ángulo del factor de potencia $\Phi_i = 2\varphi_{ZVS}$ en condiciones nominales para lograr un funcionamiento fiable del convertidor. Esta es la condición de diseño más restrictiva para operar en modo ZVS para todo el rango de variación del ángulo de control Ψ . De esta forma, calculamos el valor del factor de calidad en condiciones nominales, Q_{pN} :

$$Q_{pN} = \frac{1}{\tan(2\varphi_{ZVS})} \quad (19)$$

5.1.2 VARIACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD Y TRANSFORMADOR

Al final de la etapa CC, $V_{bat} = V_{bat(Máx)}$ y la potencia suministrada a la batería alcanza su valor máximo $P_{bat} = V_{bat(Max)} I_{bat(Max)}$. Las especificaciones en este punto se usan para definir el valor nominal del factor de calidad, Q_{pN} . Por lo tanto, durante la etapa CC, el factor de calidad es inferior al nominal, lo que fortalece el comportamiento inductivo del tanque resonante, asegurando el modo ZVS.

Durante la etapa CV, la reducción de la corriente de carga crea un incremento significativo en la resistencia equivalente R_{bat} y, en consecuencia, la impedancia reflejada en el lado AC, R_{ac} ,

y el factor de calidad, Q_p , también aumenta. Este aumento de Q_p podría suponer un riesgo para el modo ZVS de los transistores del convertidor, aunque también tiene ventajas como es una onda con baja distorsión y aumento de la eficiencia del convertidor.

Suponiendo que $V_{bat(Max)}$ es constante, calculamos el factor de calidad en función del ángulo de control, Ψ :

$$Q_p = \frac{n\pi^2 V_{bat(Max)}}{2V_{dc}} * \frac{N}{\sqrt{(\sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1})^2 + (\sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1})^2}} \quad (20)$$

Cuando el ángulo de control $\Psi_{1,2,\dots,N-1} = 0^\circ$ obtenemos el valor nominal del factor de calidad:

$$Q_p = \frac{n\pi^2 V_{bat(Max)}}{2V_{dc}} \quad (21)$$

Obtenemos la relación de giro del transformador:

$$n = \frac{2V_{dc}}{\pi^2 V_{bat(Max)} \tan(2\varphi_{ZVS})} \quad (22)$$

El transformador se encarga de aislar el convertidor y elevar la corriente en la etapa de salida, conectada al secundario del transformador.

5.1.3 RENDIMIENTO DEL INVERSOR RESONANTE MULTIFASE $LC_p C_s$

Las pérdidas por conmutación se desprecian por el modo ZVS de operación del inversor, ya que son insignificantes en comparación con las pérdidas por conducción. Por lo tanto, considerando solo las pérdidas por conducción, obtenemos la eficiencia de la etapa inversora resonante, η_I :

$$\eta_I = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{ac}} * \frac{\sum_{m=1}^N \hat{I}_i^2}{\hat{I}_{ac}^2}} \quad (23)$$

, donde \hat{I}_i es la amplitud de cada corriente resonante. La resistencia r representa la resistencia de los transistores $R_{ds_{on}}$, así como el ESR de los inductores (resistencia de un condensador al paso de una corriente alterna de una frecuencia determinada).

El rendimiento máximo, $\eta_{I(Max)}$, se logra cuando los ángulos $\Psi_0 = \Psi_1 = \Psi_{N-1} = 0^\circ$, en función de la relación $\frac{r}{R_{ac}}$, del valor nominal del factor de calidad, Q_p y del número de fases, N .

$$\eta_{I(Max)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{NR_{ac}} * [1 + Q_{pN}^2]} \quad (24)$$

Para aumentar el rendimiento $\eta_{I(Max)}$, podemos aumentar la resistencia R_{ac} . La forma más directa de aumentarla es mediante la relación de giro del transformador, n , que aumenta con Q_{pN} , lo que puede suponer un riesgo para el modo ZVS de los transistores. Por lo tanto, existe

una estrecha relación entre N , Q_{pN} , n y $\frac{r}{R_{ac}}$. Relacionando las ecuaciones anteriores podemos calcular el rendimiento máximo en función de los parámetros del convertidor:

$$\eta_{I(Max)} = \frac{1}{1 + \frac{n\pi^2 I_{bat(Max)} V_{bat(Max)}}{2NV_{dc}^2} + \frac{2rI_{bat(Max)}}{n^2\pi^2 NV_{bat(Max)}}} \approx \frac{1}{1 + \frac{2rI_{bat(Max)}}{n^2\pi^2 NV_{bat(Max)}}} \quad (25)$$

El rendimiento máximo del convertidor resonante, $\eta_{I(Max)}$, aumenta (acercándose a la unidad), a medida que aumenta el número de fases, N .

5.2 ETAPA DE SALIDA: RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

La etapa de salida consiste en un devanado rectificador doblador de corriente (en este proyecto es uno, ya que un número más alto de devanados da problemas), cuya función es eliminar el rizado que se produce en la corriente de salida, dejando solo pasar las señales que tengan una frecuencia menor que la previamente establecida. Con esto se busca adaptar la intensidad de salida del transformador en un nivel continuo de corriente apto para realizar el proceso de carga. Además, se encarga de derivar la corriente que sale del transformador a través de dos o más bobinas (dos en este proyecto ya que se trata de un rectificador doblador de corriente de un devanado), reduciendo el nivel de intensidad que atraviesa cada una de ellas y disminuyendo las pérdidas que se produce en la etapa de salida, lo que provoca un aumento del rendimiento.

Para analizar la etapa del rectificador doblador de corriente de salida, primero, se considera un rectificador doble de corriente con un transformador ideal, donde los diodos D1 y D2 se encienden alternativamente de acuerdo con el ciclo positivo o negativo de V_{ac} , respectivamente.

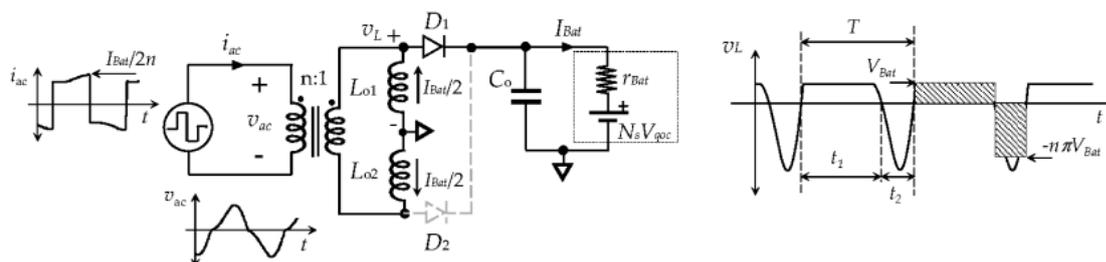


Ilustración 14. Rectificador doblador de corriente.

Calculamos el tiempo de conducción (t_1) de los diodos mediante el equilibrio voltios-segundo a través de los inductores:

$$t_1 = \frac{n\pi}{1 + n\pi} T \quad (26)$$

La corriente media que atraviesa cada inductor, $L_{o1,2}$, es igual a la mitad de la corriente de carga, I_{Bat} . De la siguiente forma obtenemos la amplitud de onda de corriente en cada inductor:

$$\Delta i_L = \frac{n\pi^2 V_{bat(Max)}}{(1 + n\pi)\omega_p L_o} \quad (27)$$

La onda total de la corriente se calcula mediante el condensador C_o , teniendo en cuenta el número de devanados rectificadores en paralelo y el efecto de la cancelación de la onda por el desplazamiento de la fase de 180° entre la corriente a través de cada inductor en la estructura del duplicador de corriente.

$$\Delta i_C = \frac{n\pi^2 M V_{bat(Max)}}{2(1 + n\pi)\omega_p L_o} \quad (28)$$

La onda de tensión de salida es la siguiente:

$$\Delta v_{Bat} = \frac{n\pi^3 M V_{bat(Max)}}{16(1 + n\pi)\omega_p^2 C_o L_o} \quad (29)$$

A partir de la onda de tensión, calculamos la onda de corriente, en función de la frecuencia de conmutación, los componentes del filtro de salida y los parámetros de la batería.

$$\Delta i_{Bat} = \frac{n\pi^3 M V_{bat(Max)}}{16(1 + n\pi)r_{Bat}\omega_p^2 C_o L_o} \quad (30)$$

La limitación de la onda de la corriente de salida, Δi_{Bat} , es obligatoria para evitar la degradación de la batería.

5.2.1 RENDIMIENTO DEL RECTIFICADOR DOBLADOR DE CORRIENTE

El mayor reto de diseño es limitar la corriente a través de la etapa rectificadora de salida, con el fin de reducir las pérdidas por conducción. La expresión del rendimiento del rectificador, η_R , se obtiene del análisis de la corriente de las ramas de la figura 13. Despreciando las pérdidas del transformador, calculamos la potencia total, P_T :

$$P_T = P_{Bat} + M \left(\frac{V_D I_{Bat}}{M} + \frac{I_{Bat}^2 r_D}{M^2} + \frac{I_{Bat}^2 r_{LF}}{4M^2} \right) \quad (31)$$

, donde r_D y V_D son la tensión y la resistencia dinámica del modelo lineal del diodo, r_{LF} es el ESR del filtro inductor, L_o , M vale 1 (la etapa de salida está compuesta por un devanado) y P_{Bat} es la potencia de salida, que obtenemos con la siguiente expresión:

$$P_{Bat} = V_{Bat} I_{Bat} \quad (32)$$

Calculamos el rendimiento, η_R , teniendo en cuenta que el diseño propuesto reduce la amplitud de la corriente a través de los diodos un factor M , y la corriente media a través de los filtros inductores, un factor $2M$.

$$\eta_R = \frac{P_{Bat}}{P_T} = \frac{1}{1 + \frac{V_D}{V_{Bat}} + \frac{\left(\frac{r_D}{M} + \frac{r_{LF}}{2M}\right) I_{Bat}}{V_{Bat}}} \quad (33)$$

Este rendimiento aumenta, a medida que se aumenten los devanados, M , del secundario. Para calcular el rendimiento máximo teórico, $\eta_{R(Max)}$ de η_R , el valor de M debe tender a infinito.

$$\eta_{R(Max)} = \frac{1}{1 + \frac{V_D}{V_{Bat(Max)}}} \quad (34)$$

5.3 RENDIMIENTO GENERAL

El rendimiento global del convertidor se calcula con la siguiente fórmula:

$$\eta = \eta_I \eta_R \quad (35)$$

Donde η_I es el rendimiento de la etapa inversora resonante y η_R es el rendimiento de la etapa de salida del rectificador doblador decorriente.

6 OBJETIVO

El objeto de este proyecto es realizar el diseño de un cargador para baterías de LiFePO_4 , compuesto por un convertidor resonante multifase y un rectificador doblador de corriente. El control de la corriente de carga se realiza por deslizamiento de fase de las señales de mando de la sección inversora del convertidor. Esto tiene un inconveniente, y es que se produce una distribución asimétrica de las corrientes, lo que provoca un calentamiento desigual de los inductores y transistores de la sección inversora. Esta distribución asimétrica de las corrientes se puede observar en la ilustración 15, donde se representa el gráfico polar [2] de las corrientes $I_{1,2}$ (i_1 en la ilustración), $I_{3,4}$ (i_2) y la corriente de salida en función del ángulo Ψ_{i-1} (i_{load}). Cuando el desfase es de 0° , las corrientes $I_{1,2}$ e $I_{3,4}$ son iguales (indicado en el gráfico con un punto amarillo) y, por lo tanto, se trata del punto de funcionamiento óptimo del circuito. A medida que crece el desfase, las corrientes $I_{1,2}$ e $I_{3,4}$ son prácticamente simétricas respecto al eje central, de forma que para un ángulo φ una de las corrientes es mucho mayor que la otra. Con un desfase φ , $I_{1,2} > I_{3,4}$ (señalado con dos puntos rojos), y con un desfase $-\varphi$, $I_{1,2} < I_{3,4}$ (señalado con dos puntos azules), lo que provoca que aparezcan puntos calientes, y que, por lo tanto, dos bobinas (y sus respectivos transistores) se calienten más que los otros dos. Este desbalance térmico reduce la fiabilidad del circuito y acorta la vida de este. El circuito resonante estudiado en este proyecto es de 4 fases, pero podemos analizarlo como si fuese de dos, ya que es prácticamente simétrico.

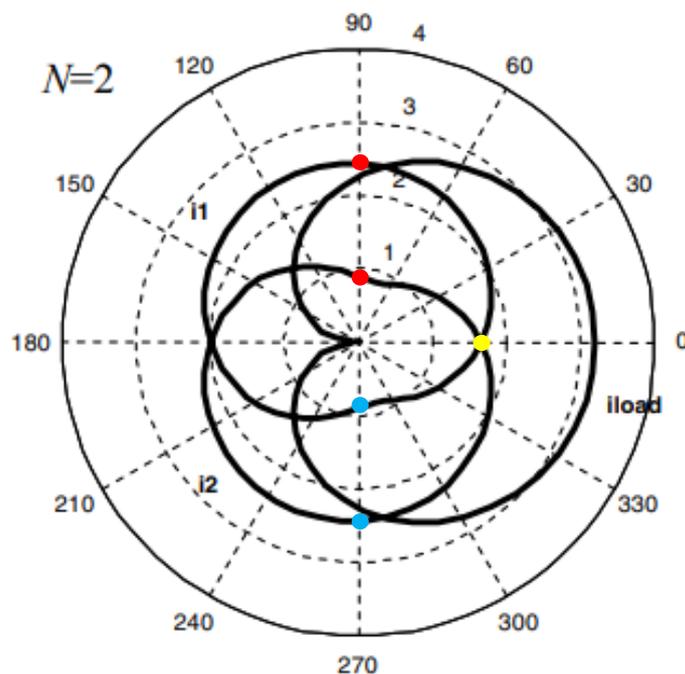


Ilustración 15. Gráfico polar de las corrientes de un convertidor resonante de 2 fases.

La solución propuesta a este problema se trata de alternar las señales de mando de los transistores para que se equilibre térmicamente el circuito. Esto se consigue añadiendo una señal de baja frecuencia mediante dos multiplexores que hace que cambien las fases, manteniéndose sincronizada con las demás señales de control. Para ello, y a través de las medidas tomadas en el laboratorio, calculo la frecuencia a la que deben cambiar las señales de mando de los transistores. Esto no solo nos permitirá eliminar el desequilibrio térmico, sino que también reducirá la temperatura máxima.

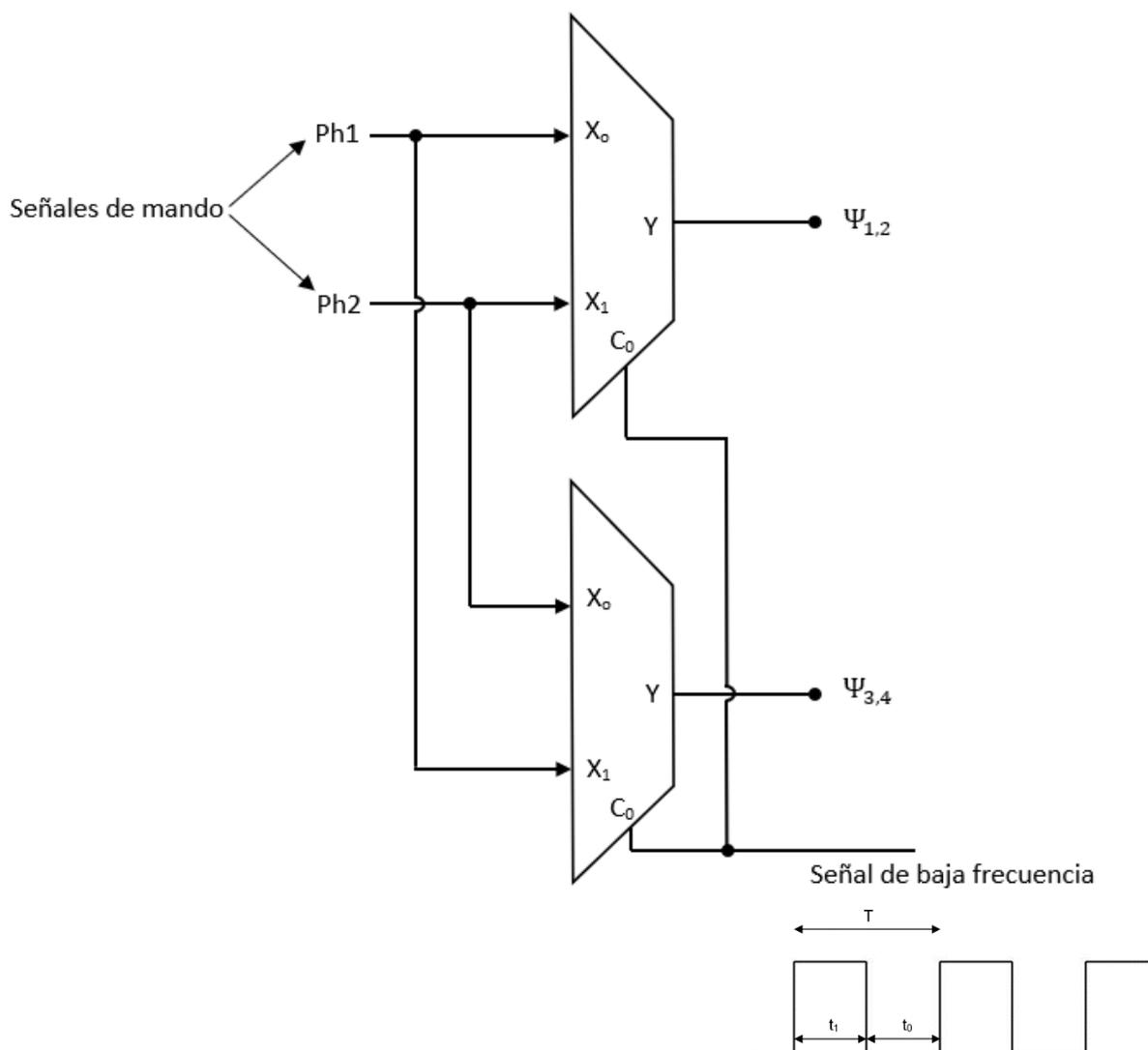


Ilustración 16. Multiplexores con los que se realiza el cambio de fases.

7 RESULTADOS EXPERIMENTALES

La tensión máxima de la batería se establece en $V_{Bat(Max)} = 53,5 V$. La capacidad de corriente de salida del circuito está configurada en $I_{Bat} = 10 A$. La impedancia equivalente de la batería es $r_{Bat} = 5,35 \Omega$. La potencia que debe suministrar el cargador es $P_{Bat} = 535 W$. La tensión de alimentación de convertidor es $V_{dc} = 230 V$. La frecuencia de conmutación está configurada en $\omega_p = 2 \pi = 125 kHz$.

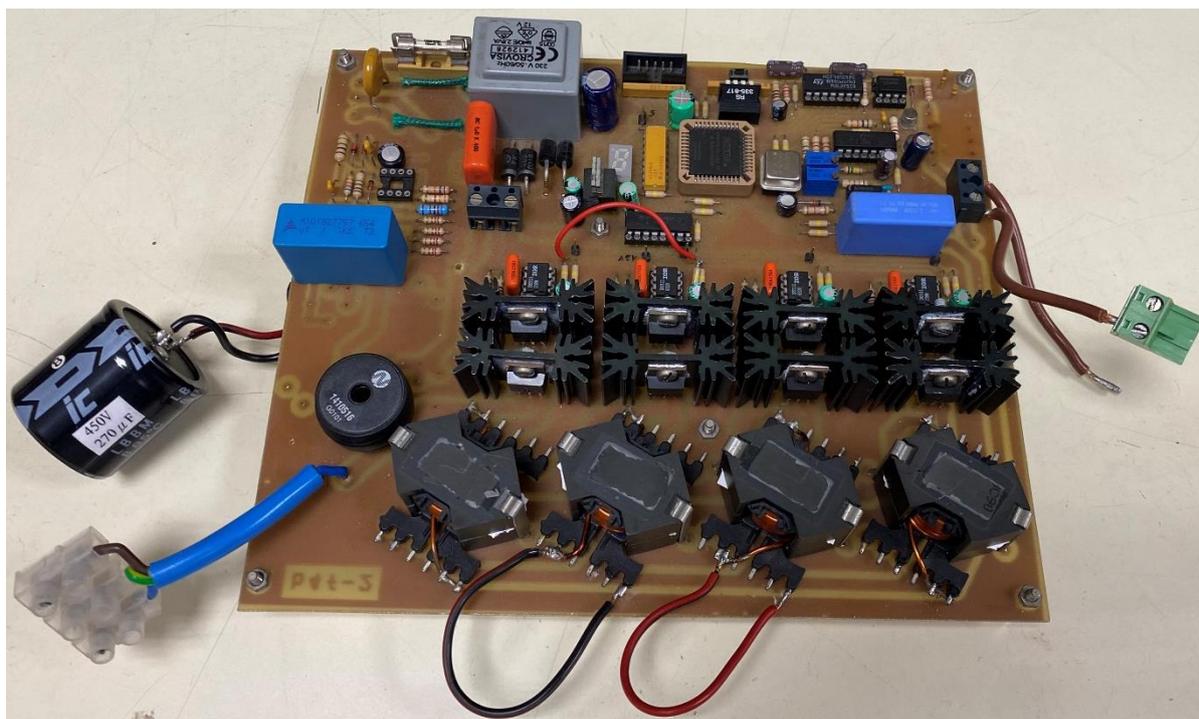


Ilustración 17. Circuito resonante multifase con 4 fases.

Alimentamos el circuito resonante (a 230 voltios el circuito de potencia y a 12 voltios el circuito de mando), le conectamos al rectificador doblador de corriente y este a la resistencia equivalente. Mediante el osciloscopio observaremos las corrientes I_1 e I_4 (que son iguales que I_2 e I_3 respectivamente) y las tensiones en ambas ramas. La frecuencia de conmutación en todos los casos será de 125 kHz.

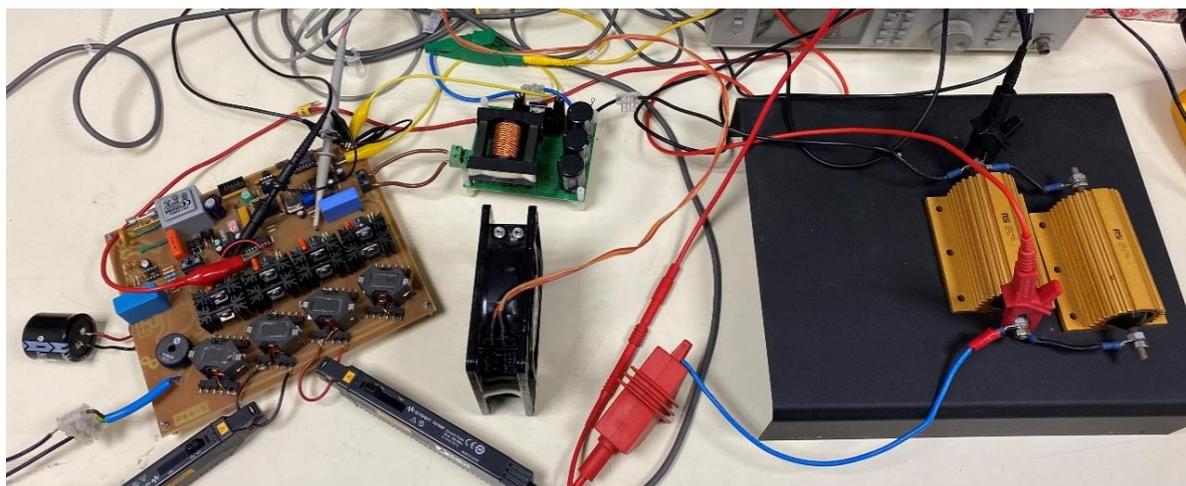


Ilustración 18. Circuito completo.

Comenzamos midiendo las potencias de entrada y salida para calcular el rendimiento del circuito en función del desfase entre las tensiones. Como podemos observar en la Ilustración 19, tenemos una gran zona plana, que es una ventaja porque a diferentes puntos de trabajo tenemos un buen rendimiento. El máximo rendimiento obtenido es del 83,69% con un desfase de 11°.

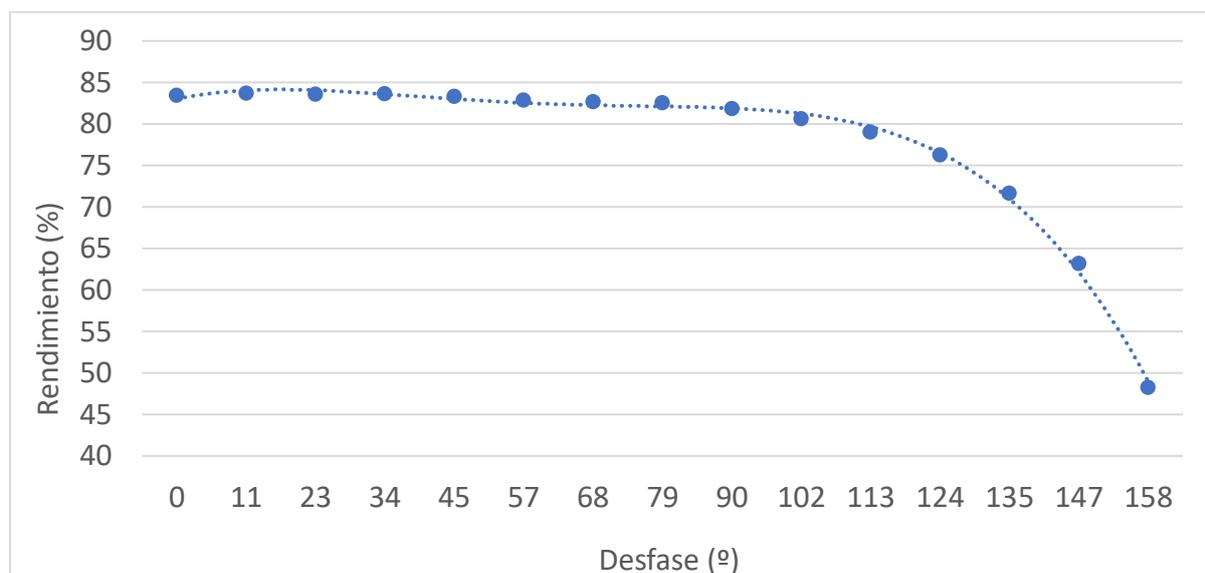


Ilustración 19. Rendimiento del circuito resonante.

Además, mediante el desfase entre las tensiones de mando controlamos la corriente de salida, obteniendo el siguiente gráfico:

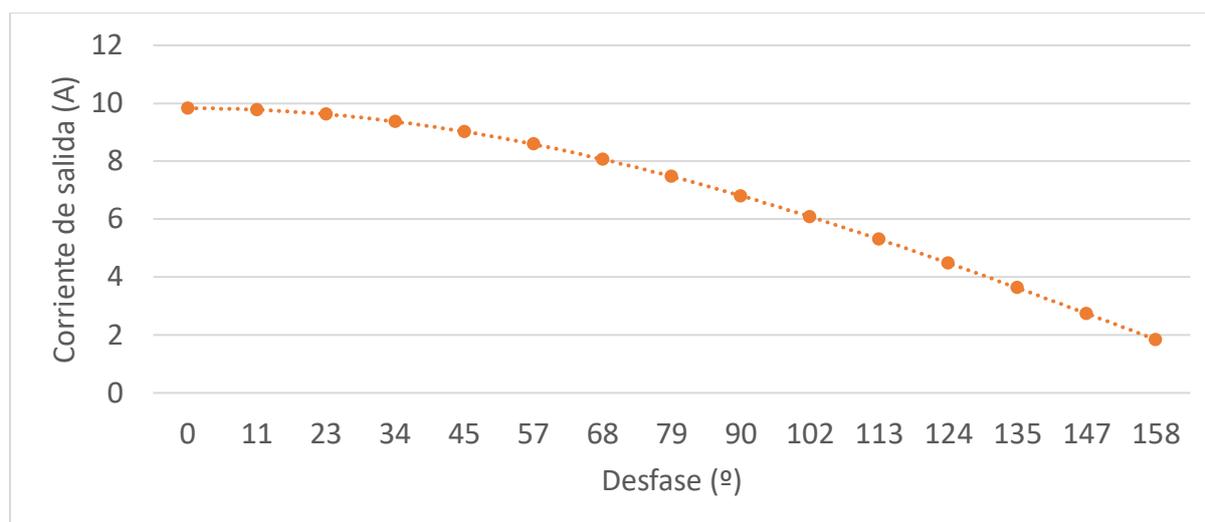
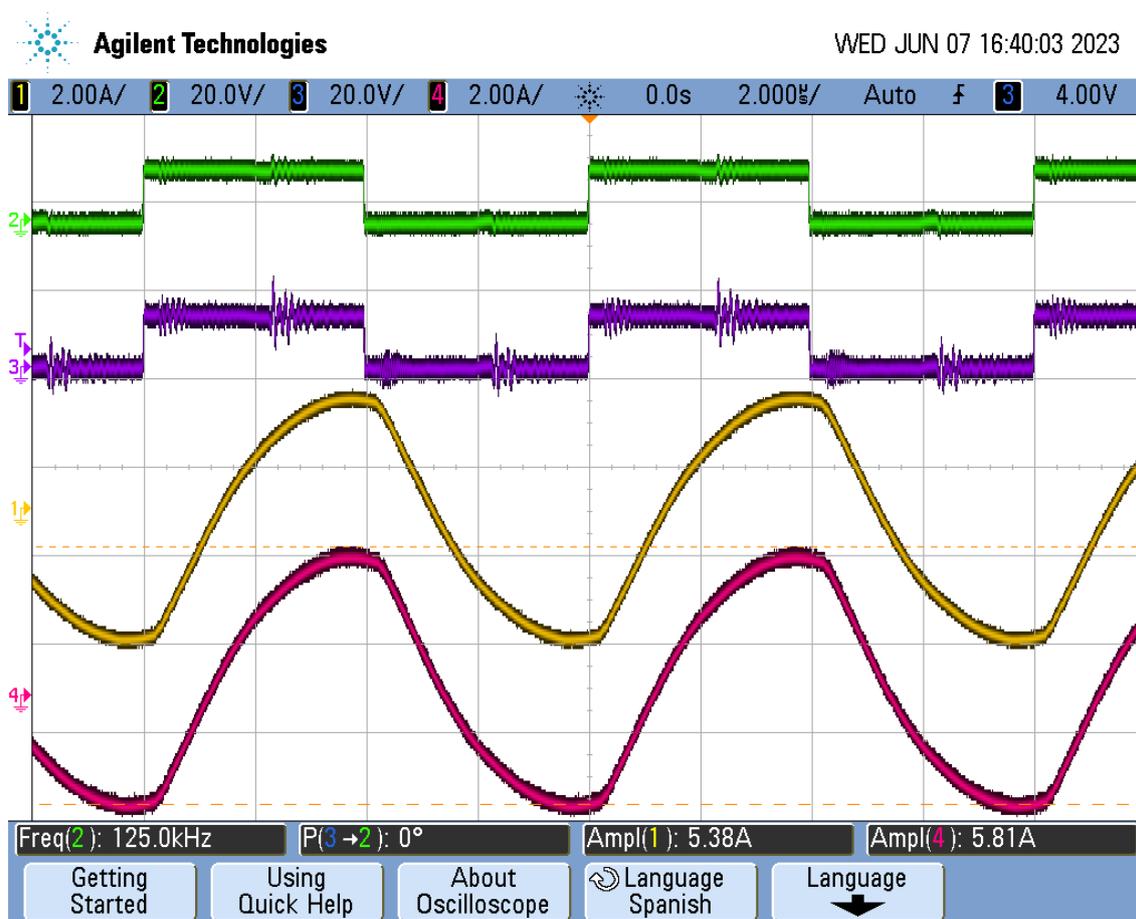


Ilustración 20. Corriente de salida del convertidor en función del desfase.

7.1 MEDIDAS EXPERIMENTALES SIN CONTROL

Empezamos analizando el punto óptimo de funcionamiento del circuito, cuando el desfase es de 0° . En este punto observamos en el osciloscopio que ambas tensiones y corrientes están en fase, además, la amplitud de las corrientes es casi igual ($I_{1,2} = 5,38$ A e $I_{3,4} = 5,81$ A).

Ilustración 21. Corrientes por las fases 1 y 4 y las tensiones de ambas ramas desfasadas 0° .

Aumentamos el desfase entre las tensiones de mando a 90° , pudiendo observar un desbalance de las corrientes. De acuerdo con el diagrama polar de la Ilustración 15, la corriente $I_{1,2}$ tiene un valor de más del doble que la corriente $I_{3,4}$, que se corresponde con lo obtenido experimentalmente, donde $I_{1,2} = 6,31 A$ e $I_{3,4} = 2,94 A$. Esto hace que aparezcan puntos calientes, acortando la vida del circuito.

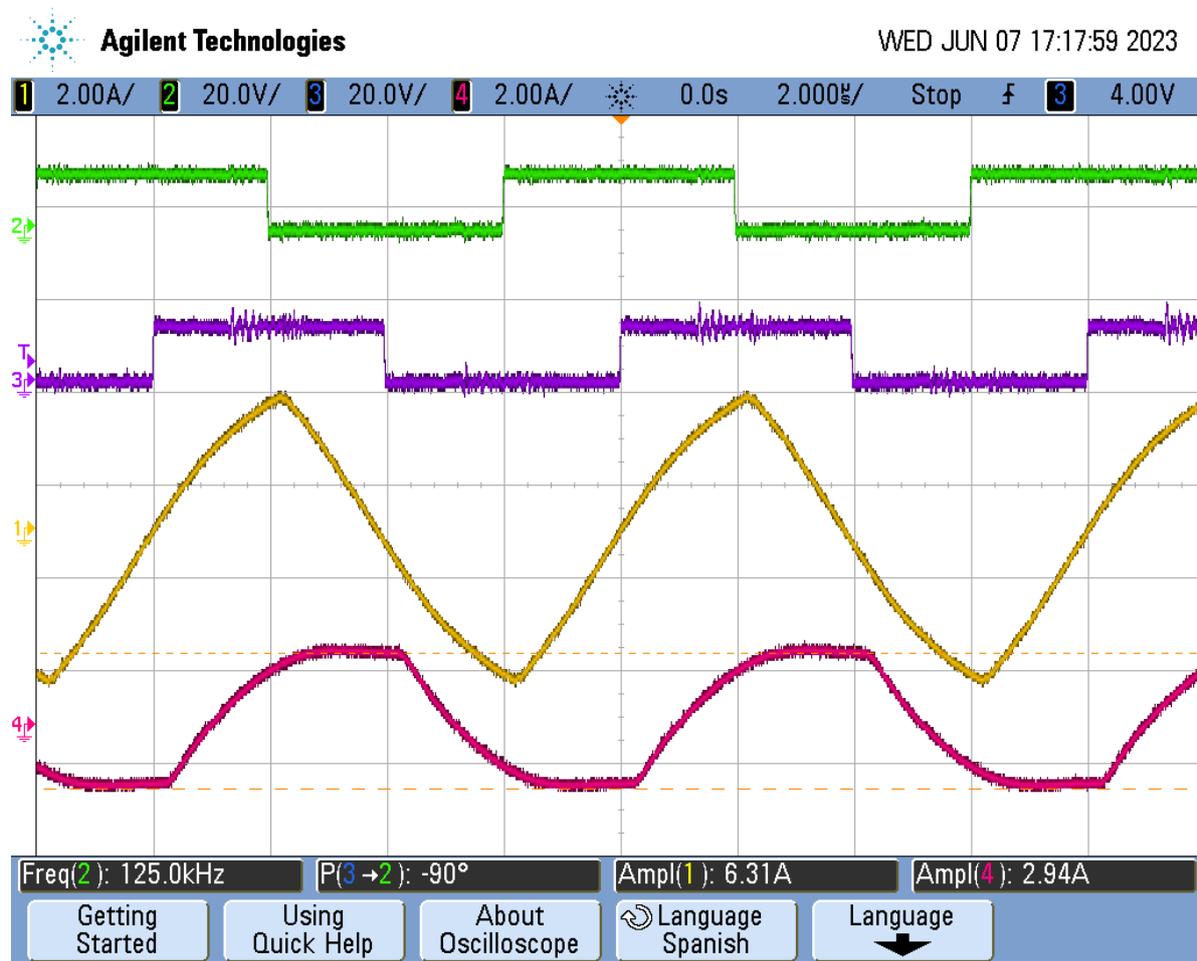


Ilustración 22. Corrientes por las fases 1 y 4 y las tensiones de ambas ramas desfasadas 90° .

El desbalance de temperaturas que se crea cuando el desfase entre las tensiones es de 90° se puede observar mediante la cámara térmica Fluke thermal imager. A pleno funcionamiento obtenemos que la temperatura de las bobinas 1 y 2 es de $51,4^\circ\text{C}$, mientras que la de las bobinas 3 y 4 es de $96,5^\circ\text{C}$, aproximadamente del doble.

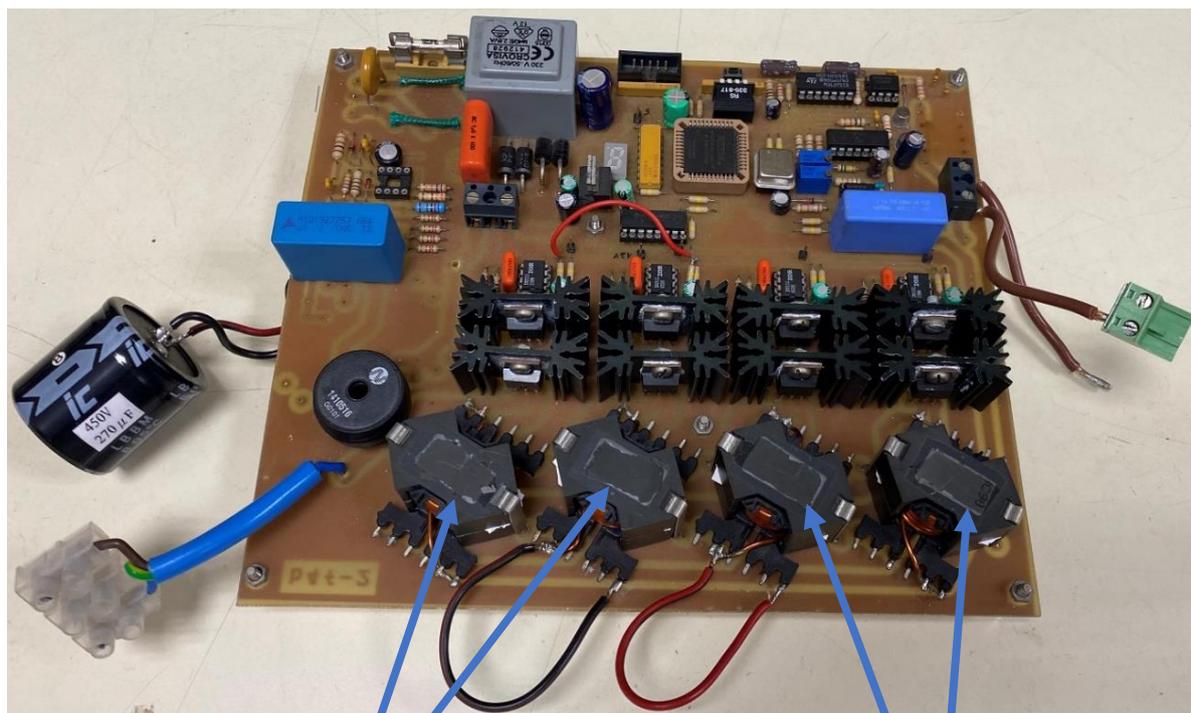


Ilustración 23. Temperatura de las bobinas 1 y 4 medidas con la cámara térmica.

Mediante la medición de la temperatura de ambas bobinas (1 y 4) cada 15 segundos durante 7 minutos obtenemos la curva de la ilustración 24, donde se puede observar el aumento progresivo de la temperatura de ambas, pero siendo la temperatura de $L_{3,4}$ casi el doble que la de $L_{1,2}$. La bobina $L_{3,4}$ alcanza $100,8^{\circ}\text{C}$, mientras que la bobina llega a $50,1^{\circ}\text{C}$.

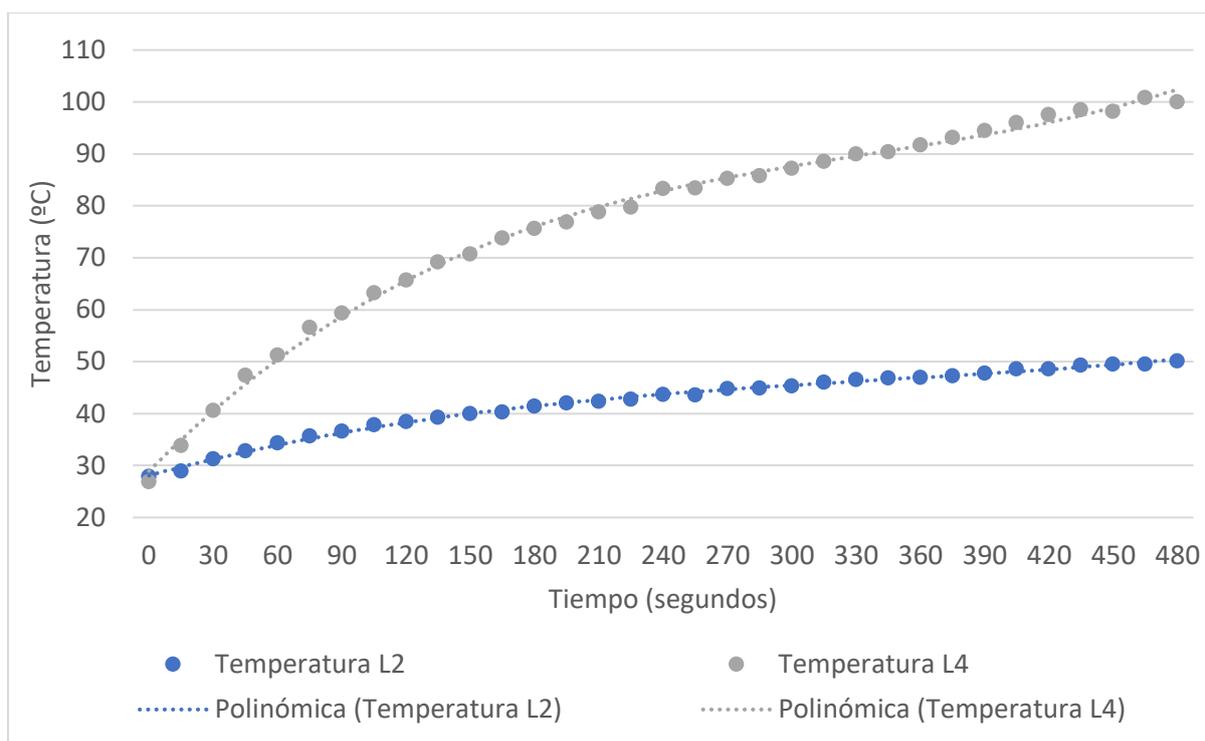


Ilustración 24. Temperatura de las bobinas 1 y 4.

Una opción para reducir la temperatura de la bobina es refrigerarla mediante un ventilador. Como podemos observar en la Ilustración 25, la temperatura baja considerablemente, pasando de más de 100°C a 65°C.

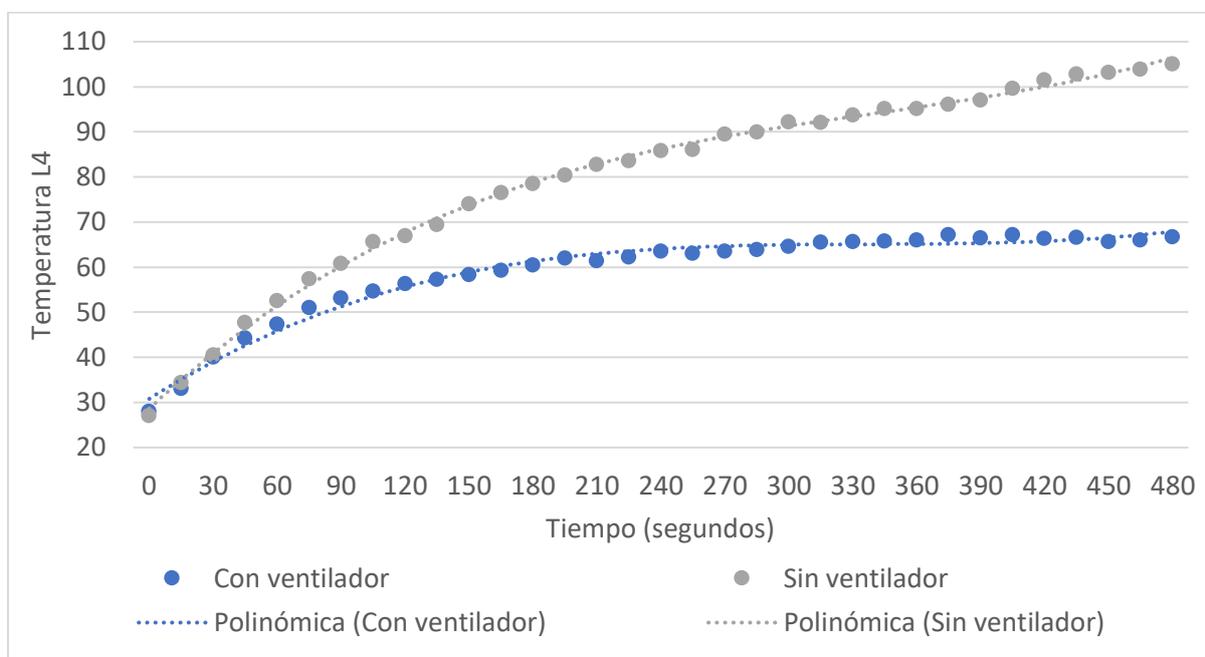


Ilustración 25. Temperatura de la bobina 4 con y sin ventilador.

7.2 MEDIDAS EXPERIMENTALES CON CONTROL

Una vez añadimos la señal de baja frecuencia con el fin de intercambiar las señales de mando de los transistores, observamos en el osciloscopio las corrientes $I_{1,2}$, $I_{3,4}$ y la corriente de salida. En las ilustraciones a continuación podemos ver el efecto de la nueva señal de mando introducida, que intercambia las corrientes I_1 e I_4 , pero sin variar la corriente de salida, que se mantiene constante. Esto nos hace independiente el control de las señales del control térmico. En las ilustraciones 26, 27 y 28 se puede observar la diferencia de frecuencias entre las señales de mando, cuya frecuencia es de 125kHz, y la nueva señal de control, de 60 Hz. Además, se muestra una transición suave, sin sobreimpulsos, que supone una ventaja para su funcionamiento.

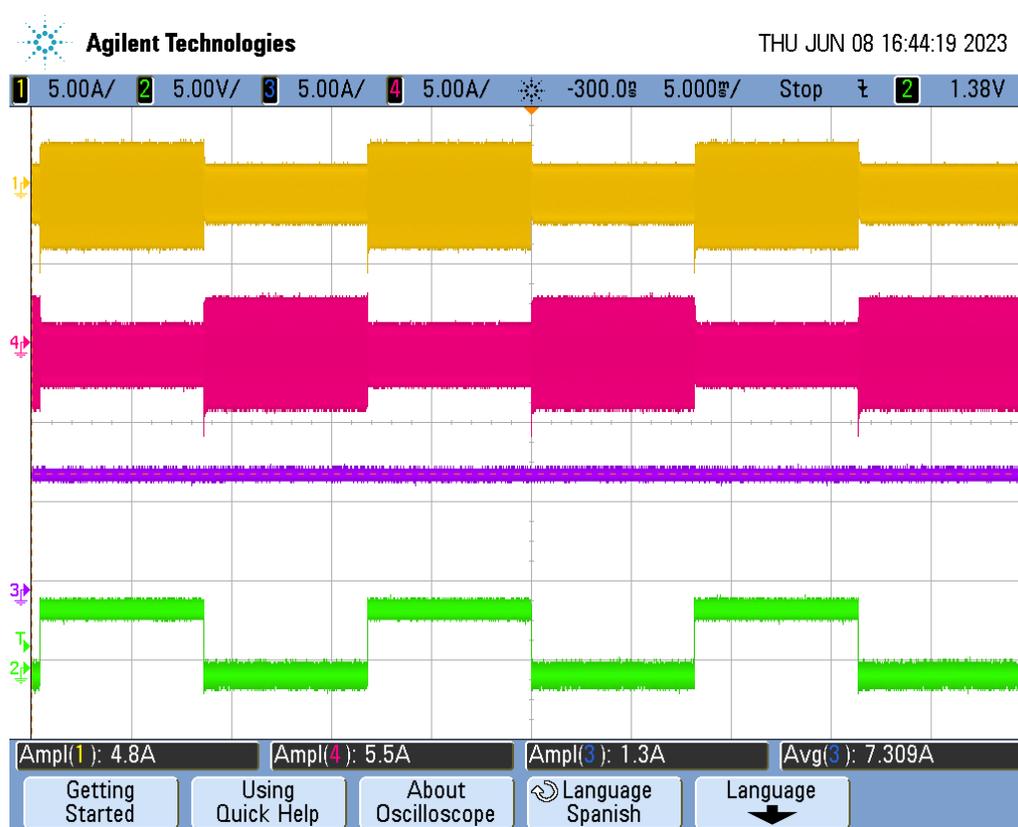


Ilustración 26. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando el efecto del control.

A continuación, se muestran dos imágenes donde se observa el efecto del control en el intercambio de las corrientes de forma más detallada.

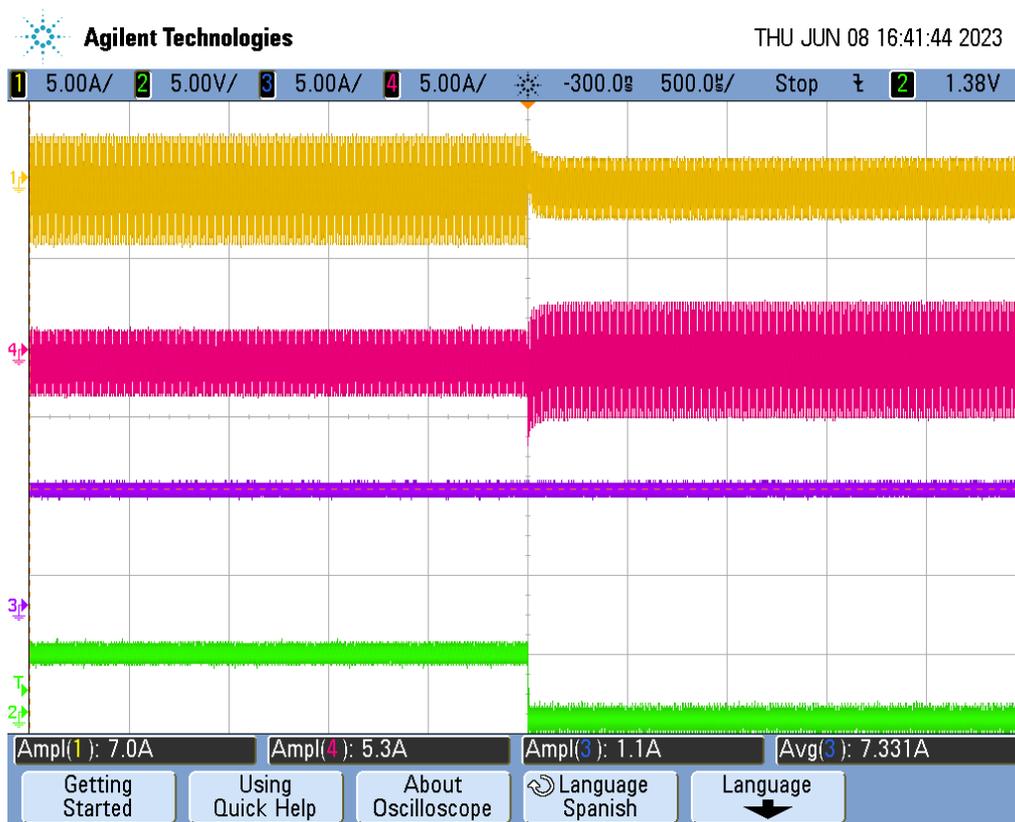


Ilustración 27. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando un cambio de fases.

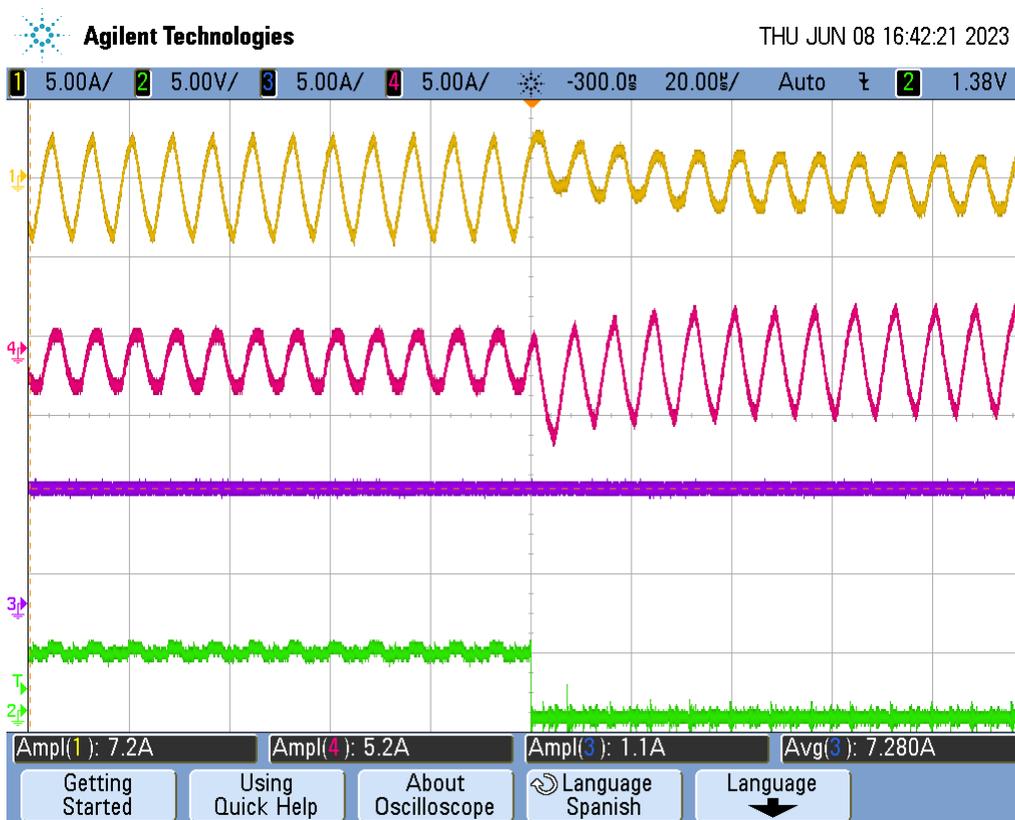


Ilustración 28. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida mostrando un cambio de fase ampliado.

Realizamos la medición de las temperaturas de las bobinas $L_{1,2}$ y $L_{3,4}$ cada 15 segundos durante 7 minutos, obteniendo la curva mostrada en la Ilustración 29. Inicialmente la diferencia de temperaturas entre las bobinas era de aproximadamente 50°C , y ahora en las 4 bobinas, la temperatura prácticamente se ha igualado y crecen de forma muy similar todas.

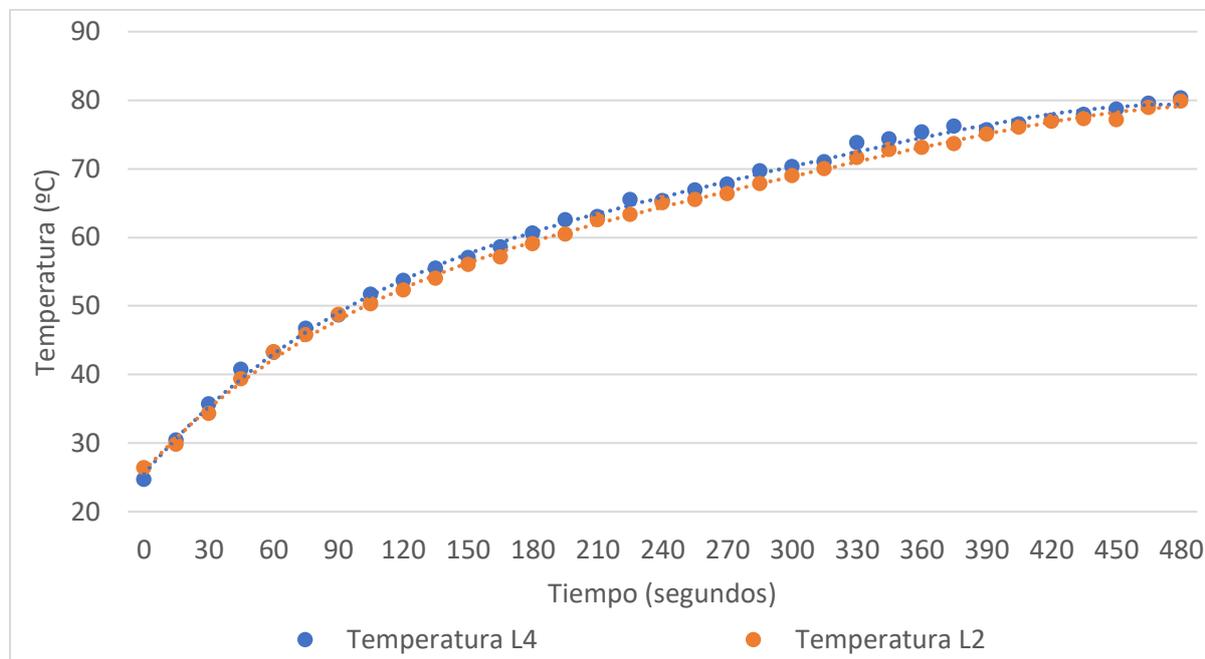


Ilustración 29. Temperatura de las bobinas 1 y 4.

A continuación, se muestra la temperatura de la bobina $L_{3,4}$ en los dos casos estudiados: con un desfase de 0° y de 90° . Podemos observar una considerable bajada de temperatura gracias al control, llegando a bajar hasta 20°C .

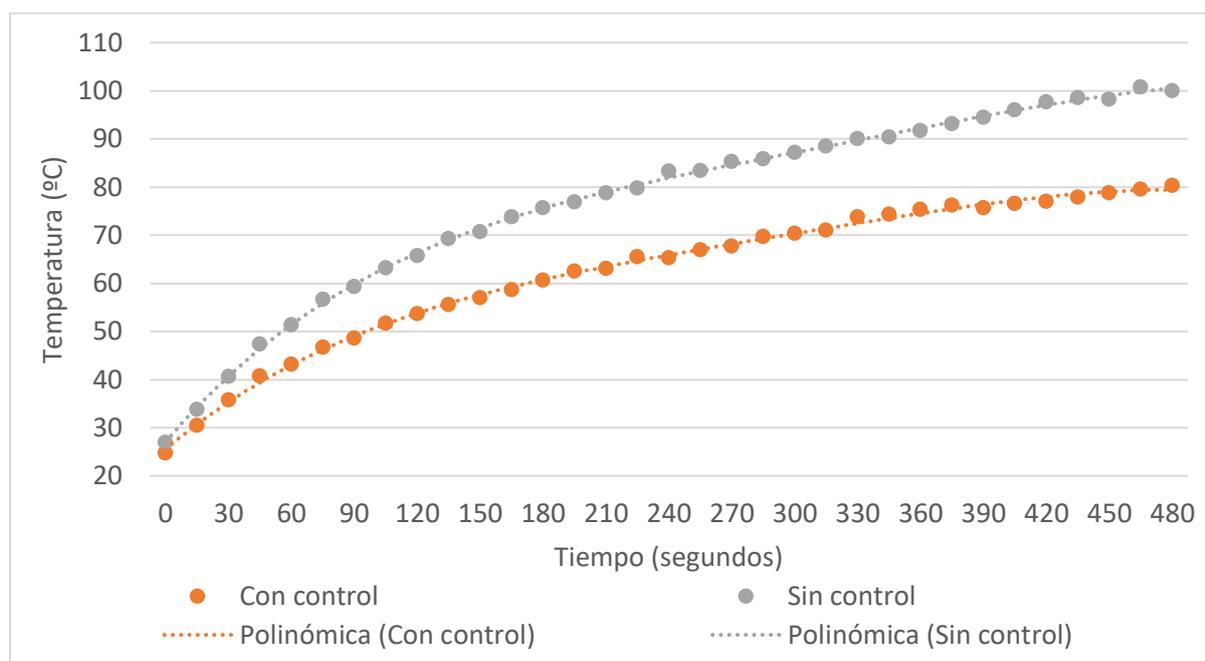


Ilustración 30. Temperatura de las bobinas 4 con y sin control.

Estos resultados se pueden observar también mediante la cámara térmica Fluke thermal imager, donde se muestra que la temperatura de las cuatro bobinas se ha equilibrado, siendo su temperatura máxima 80,9°C.

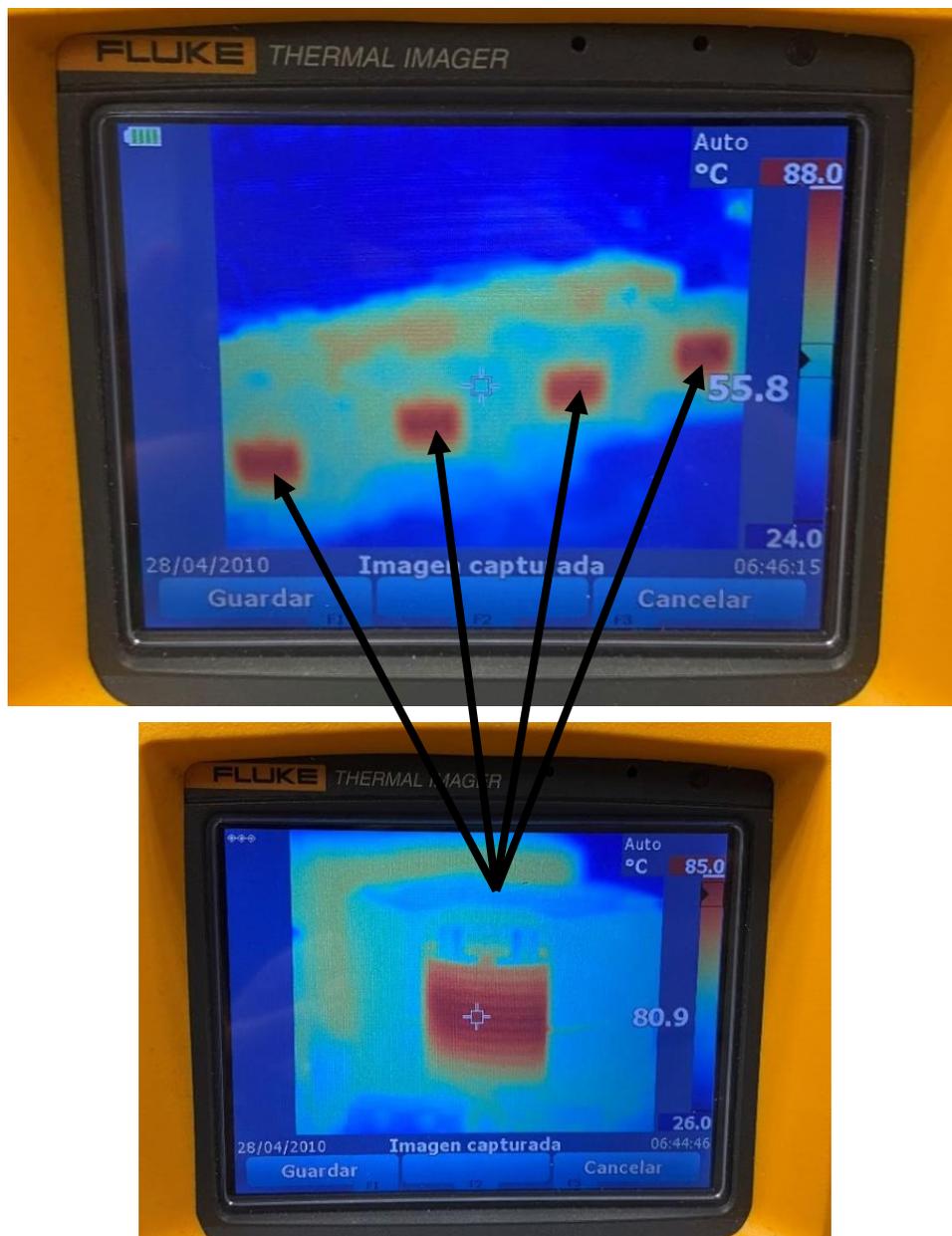


Ilustración 31. Corrientes por las fases 1 y 4 y la corriente de salida.

Documento N°3: **ANEXOS - CALCULOS**

8 CÁLCULOS

La capacidad de la corriente de carga del circuito es $I_{Bat} = 10 A$ y la tensión máxima es $V_{Bat(Max)} = 53,5 V$. La resistencia equivalente de la batería es $r_{Bat} = 5,35 \Omega$ y la potencia que se le debe suministrar es $P_{Bat} = 535 W$. La tensión de alimentación de convertidor es $V_{dc} = 230 V$ y la frecuencia de conmutación está configurada en $\omega_p = 2 \pi(125 kHz)$. Además, según el diseño de la etapa de entrada y salida, $N=4$ (cuatro fases en el convertidor resonante) y $M=1$ (un rectificador-doblador de corriente). Aunque las mediciones se han realizado con estos datos, el circuito está diseñado para que la alimentación del convertidor sea a una tensión $V_{dc} = 400 V$ y que la corriente de carga sea $I_{Bat} = 20 A$ ($r_{Bat} = 2,675 \Omega$). Por lo tanto, los cálculos se realizarán con dichos datos, ya que se mantendrán, aunque la tensión de alimentación sea menor. Se midieron con esos datos por precaución.

Comienzo calculando el valor mínimo del ángulo del factor de potencia (18) para lograr el modo de conmutación ZVS, que depende del tiempo muerto del controlador (un circuito integrado IR2111) de los transistores ($t_d = 650 ns$) y de la frecuencia de conmutación ($\omega_p = 2\pi 125 kHz$):

$$\varphi_{ZVS} = \frac{t_d \omega_p}{2\pi} * 360 = 29,25^\circ$$

Como criterio de diseño, calculo el ángulo de potencia en condiciones nominales, que vale lo siguiente:

$$\phi_i = 2 * \varphi_{ZVS} = 58,5^\circ$$

Mediante la siguiente ecuación calculo la relación de vueltas del transformador (22):

$$n = \frac{2V_{dc}}{\pi^2 V_{Bat(Max)} \tan \varphi_{ZVS}} = \frac{2 * 400}{\pi^2 * 53,5 * \tan 58,5} = 0,928$$

Aproximamos la relación de vueltas del transformador a 1 ($n=1$).

Con estos valores obtengo el valor del factor de calidad cuando los ángulos (21) $\Psi_0 = \Psi_1 = \Psi_{N-1} = 0^\circ$ (21):

$$Q_{pN} = \frac{n * \pi^2 * V_{Bat(Max)}}{2V_{dc}} = \frac{\pi^2 * 53,5}{2 * 400} = 0,66$$

Para obtener el rendimiento del convertidor resonante, comienzo calculando la impedancia del rectificador doblador de corriente y la carga, R_{ac} , reflejada en el lado AC del convertidor (14):

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{2} n^2 R_{Bat} = \frac{\pi^2}{2} * 5,35 = 26,40 \Omega$$

Mediante la relación entre las corrientes de los lados AC y DC calculo la corriente en el lado AC (8):

$$\hat{I}_{ac} = 2 \frac{I_{Bat}}{n\pi} = 2 \frac{20}{\pi} = 12,73 A$$

Posteriormente calculo la amplitud de la tensión del primario del transformador (13):

$$\hat{V}_{ac} = n\pi V_{Bat} = \pi * 53,5 = 168,08 V$$

Teniendo en cuenta que los transistores SPA11N60C3 tienen una resistencia de $r_{ds(ON)} = 0,38 \Omega$ y que la resistencia equivalente en serie (ESR) de los inductores resonantes es de $r = 1 \Omega$ (suponiendo el peor caso), calculo el rendimiento máximo del convertidor resonante a partir de (25):

$$\eta_{I(Max)} \approx \frac{1}{1 + \frac{2rI_{bat(Max)}}{n^2\pi^2NV_{bat(Max)}}} = \frac{1}{1 + \frac{2 * 20}{\pi^2 * 4 * 53,5}} = 0,9814$$

$$\eta_{I(Max)} = 98,14\%$$

A continuación, calculo el rendimiento de la etapa rectificadora, teniendo en cuenta los parámetros de los diodos Schottky STPS30M60S: $V_D = 0,395 V$ y $r_D = 0,0047 \Omega$ y los filtros inductores Vishay IHLP-8787MZ, $L_0 = 75 \mu H$ y $r_{LF} = 30 m\Omega$. Teniendo en cuenta la temperatura a la que se calientan las bobinas, $r_{LF} = 90 m\Omega$. Sustituyendo dichos valores, calculo el rendimiento de la etapa rectificadora (33):

$$\eta_R = \frac{P_{Bat}}{P_T} = \frac{1}{1 + \frac{V_D}{V_{Bat}} + \frac{\left(\frac{r_D}{M} + \frac{r_{LF}}{2M}\right) I_{Bat}}{V_{Bat}}} = \frac{1}{1 + \frac{0,395}{53,5} + \frac{\left(0,0047 + \frac{10 * 10^{-3}}{2}\right) * 20}{53,5}} =$$

$$= 0,9891$$

$$\eta_R = 98,91 \%$$

Una vez calculados los rendimientos del convertidor resonante y de la etapa rectificadora, obtengo el rendimiento a plena carga (35):

$$\eta = \eta_R \eta_I = 0,9707 ; \quad \eta = 97,07 \%$$

Posteriormente calculo la amplitud de la ondulación de la corriente en cada inductor (27):

$$\Delta i_L = \frac{n\pi^2 V_{bat(Max)}}{(1 + n\pi)\omega_p L_0} = \frac{\pi^2 * 53,5}{(1 + \pi) * 2\pi * 125 * 10^3 * 75 * 10^{-6}} = 2,16 A$$

Suponiendo que $r_{Bat} = 40 m\Omega$ y que la ondulación máxima de la corriente es del 0,1% de la corriente de carga ($I_{Bat} = 20 A$), $\Delta i_{Bat} = 20 mA$, calculo el condensador de salida, C_0 (30):

$$\Delta i_{Bat} = \frac{n\pi^3 M V_{bat(Max)}}{16(1+n\pi)r_{Bat}\omega_p^2 C_0 L_0} =$$

$$= \frac{\pi^3 * 53,5}{16(1+\pi) * 40 * 10^{-3} * (2\pi * 125 * 10^3)^2 * C_0 * 75 * 10^{-6}} = 20 * 10^{-3} A$$

Despejo C_0 de la ecuación anterior, obteniendo: $C_0 = 676 \mu F$

Calculo la impedancia característica (10):

$$I_{Bat} = \frac{nV_{dc}}{Z_p} N = \frac{400}{Z_p} * 4 = 20 A$$

Despejo Z_p de la ecuación anterior, obteniendo: $Z_p = 80 \Omega$

Con este valor, y a partir de la Tabla 1, sustituyo y calculo los componentes reactivos:

$$L = \frac{Z_p}{\omega_p} = \frac{80}{2\pi * 125 * 10^3} = 101,86 \mu F$$

$$C_p = \frac{N}{\omega_p Z_p} = \frac{4}{2\pi * 125 * 10^3 * 80} = 63,66 nF$$

El transformador es un tipo ETD49, con una inductancia de magnetización de $L_M = 800 \mu H$ y una inductancia de fuga de los lados primario y secundario de $L_{kp} = L_{ks} = 1,4 \mu H$. Con estos valores calculo la inductancia de fuga total:

$$L_k = L_{kp} + n^2 L_{ks} = 2,8 \mu H$$

Una vez conocemos el valor de la inductancia de fuga total, L_k , calculo el condensador en serio, C_s , con el fin de anular el efecto de dicha inductancia (17):

$$C_s = \frac{L}{NL_k} C_p = \frac{101,86 * 10^{-6}}{4 * 2,8 * 10^{-6}} * 63,66 * 10^{-9} = 578,96 nF$$

Finalmente, calculo la señal de baja frecuencia que se añade con el fin de alternar las señales de mando de los transistores, a partir de la ilustración (24), de donde obtengo la frecuencia a la cual no supone una alteración del circuito. Se calcula analizando el aumento de la temperatura en función del tiempo, que en este caso es una media de $2,43^\circ C$ por cada 15 segundos. Por lo tanto, calculo el aumento de la temperatura por segundo:

$$\frac{2,43 \text{ } ^\circ C}{15 \text{ s}} = 0,162 \text{ } ^\circ C/s$$

Una vez calculado el aumento de la temperatura por segundo, supongo una frecuencia de intercambio de fases de $f = 60 \text{ Hz}$. A partir de dicha frecuencia obtengo el periodo:

$$T = \frac{1}{60} = 16 \text{ ms}$$

Con estos datos calculo el crecimiento de la temperatura:

$$\Delta T = (0,162 \text{ } ^\circ C/s) * (16 * 10^{-3}) = 2,5 * 10^{-3} \text{ } ^\circ C$$

Este crecimiento de la temperatura es muy pequeño, por lo que lo podemos despreciar y, por lo tanto, la frecuencia de la nueva señal de control para el intercambio de las señales de mando será de 60 Hz.

El tiempo del ciclo útil será 0,5, ya que con este valor se permite igualar las temperaturas de las cuatro bobinas. Por lo tanto, calculo el tiempo de cada semiperiodo:

$$D = \frac{t_1}{T}$$

Sabiendo que el ciclo útil es de 0,5 y que el periodo es de 16 ms, obtengo que cada semiperiodo dura 8 ms, siendo ambos iguales ($t_1 = t_0 = 8 \text{ ms}$)

La nueva señal de control tiene la siguiente forma:

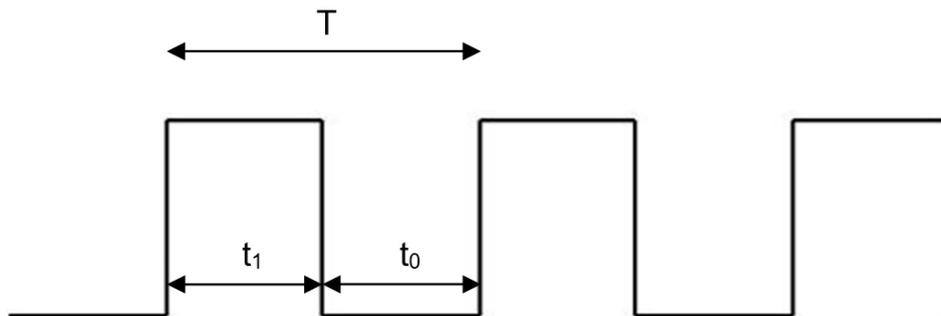


Ilustración 32. Señal de baja frecuencia.

9 CÓDIGO

Partimos del código realizado por [7], donde únicamente habrá que añadir un contador de 11 bits y dos multiplexores 2 a 1.

9.1 CONTADOR

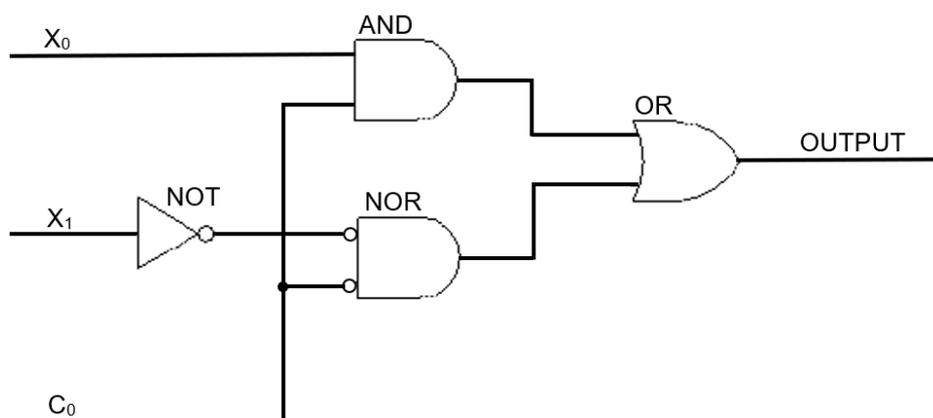
```
library ieee;

use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.std_logic_unsigned.all;

entity counter_11bit is
    port(Clk, CLR : in std_logic;
         EN : in std_logic;
         Q : out_logc);
end counter_11bit;

architecture archi of counter_11bit is
    begin
        process (Clk, CLR)
            variable tmp: std_logic_vector(10 downto 0);
        begin
            if (CLR='0') then
                tmp := "00000000000";
            elsif (Clk'event and Clk='1') then
                if (EN='1') then
                    tmp := tmp + "0000000001";
                else tmp :=tmp;
                end if;
            end if;
            Q <= tmp(10);
        end process;
    end archi;
```

9.2 MULTIPLEXOR 2 A 1



Documento N°4: **PRESUPUESTO**

10 PRESUPUESTO

El presupuesto está basado en el Trabajo de Fin de Grado de Francisco Alonso García [7], quien diseñó la placa utilizada en este proyecto

10.1 MANO DE OBRA DIRECTA

Se debe contratar a un ingeniero técnico para realizar cualquier trabajo de investigación:

Puesto	Precio/hora	Horas de trabajo	Total
Ingeniero	14.00 €/hora	230 €	3.220 €

Tabla 2. Costes de mano de obra directa.

10.2 COSTES DE EQUIPO Y SOFTWARE

Calculo el coste del equipo y de la licencia utilizados durante la realización del proyecto:

Equipo	Coste
Ordenador	900 €
Fluke thermal imager	3.128,6 €
Total	4.028,6 €

Tabla 3. Costes de equipo y software.

10.3 COSTES MATERIALES

Los costes materiales están formados por los componentes que forman la placa.

PRODUCTO	UD	PRECIO/UD	TOTAL
Amplificador operacional LM324 (4)	1	0,500 €	0,500 €
Bobina de alta corriente	1	3,060 €	3,060 €
Bobina RM12 (Clip)	8	0,656€	5,248 €
Bobina RM12 (Núcleo 3C90)	4	1,890 €	7,560 €
Bobina RM12 (Sección)	4	2,170 €	8,680 €
Bobina RM14 (Clip)	2	0,763 €	1,526 €
Bobina RM14 (Núcleo 3C90)	1	2,400 €	2,400 €
Bobina RM14 (Sección)	1	2,560 €	2,560 €
Botón 2 pines	1	0,290 €	0,290 €
Circuito corrector del factor de potencia L6560	1	1,210 €	1,210 €
Condensador cerámico 50V	2	0,0322 €	0,0644 €

Condensador cerámico 50V	4	0,053 €	0,212 €
Condensador cerámico 2000V	4	0,198 €	0,792 €
Condensador de Poliéster (MKT) 400V	2	2,870 €	5,740 €
Condensador de Poliéster (MKT) 400V	4	2,000 €	8,000 €
Condensador de Polipropileno (MKP) 1600V	1	2,430 €	2,430 €
Condensador electrolítico 16V	1	0,0332 €	0,0332 €
Condensador electrolítico 16V	1	0,0736 €	0,0736 €
Condensador electrolítico 16V	1	0,0736 €	0,0736 €
Condensador electrolítico 16V	9	0,0332 €	2,988 €
Condensador electrolítico 35V	1	0,088 €	0,088 €
Condensador electrolítico 450V	1	0,731 €	0,731 €
Condensador electrolítico 50V	1	3,140 €	3,140 €
Condensador SMD 50V	1	0,016 €	0,016 €
Condensador SMD 50V	1	0,023 €	0,023 €
Condensador SMD 50V	1	0,032 €	0,021 €
Condensador SMD 50V	4	0,097 €	0,388 €
Conector de 10 pines	1	0,638 €	0,638 €
Conector de 2 pines	1	0,250 €	0,250 €
Cristal de Cuarzo IQX0-22	1	3,240 €	3,240 €
Diodo de baja potencia 1N4148	4	0,198 €	0,792 €
Diodo de potencia de recuperación ultra rápida BYV26D	4	0,609 €	2,436 €
Diodo de potencia de recuperación ultrarrápida 3S MUR460	5	0,768 €	3,840 €
Diodo de potencia TURBOSWITCH™ STTA806DI	1	1,330 €	1,330 €
Diodo Zener 12V BZ79-B12	1	0,130 €	0,130 €
Display rojo de AlAsGa de 8 segmentos HDSP-A101	1	5,12 €	5,120 €
Driver para medio puente IR2111	4	2,750 €	11,000 €
Filtro de red FPP2-2ª	1	9,090 €	9,090 €
FPGA EPM7064SLC44-10	1	7,870 €	7,870 €
Fusible 3, 15A	1	0,467 €	0,467 €
Interruptor tipo Piano 4-SPST	1	4,640 €	4,640 €
Inversor Schmitt trigger HEF40106BP (6)	1	0,370 €	0,370 €
MC14504BCP	1	1,090 €	1,090 €
Porta fusible	1	0,632 €	0,632 €
Potenciómetro multivuelta de pista Cermet 3296W	2	0,980 €	1,960 €

Puente de diodos B-250	1	3,500 €	3,500 €
Radiador TO-220	2	1,860 €	3,720 €
Radiador TO-220	8	1,950 €	15,600 €
Regulador de tensión 12V LM7812	1	2,090 €	2,090 €
Regulador de tensión 5V LM7805	1	0,867 €	0,867 €
Resistencia 0,25W	4	0,008 €	0,032 €
Resistencia 0,5W	29	0,034 €	0,986 €
Resistencia 1W	5	0,095 €	0,475 €
Resistencia DIL	1	0,430 €	0,430 €
Resistencia SIL	2	0,410 €	0,820 €
Resistencia 0 (Puentes)	22	0,008 €	0,176 €
Temporizador 555 NE555N	2	1,050 €	2,100 €
Termistor NTC SG-220	1	1,040 €	1,040 €
Transformador 220-12VAC 1,8VA	1	3,300 €	3,300 €
Transistor bipolar NPN de baja potencia 2N2222	2	0,522 €	1,044 €
Transistor HEXFET de canal N de alta velocidad IRF840LC	9	2,830 €	25,470 €
Varsistor 14N391KJVR	1	0,330 €	0,330 €
Zócalo 8 PIN	7	0,390 €	2,730 €
Zócalo 14 PIN	5	0,200 €	1,000 €
Zócalo 16 PIN	1	0,170 €	0,170 €
Zócalo 44 PINES PLCC	1	1,480 €	1,480 €
Placa Fotosensible KP-7	1	10,750 €	10,750 €

Total (sin IVA)	190,85 €
-----------------	----------

IVA (21%)	40,079 €
-----------	----------

Total	230,93 €
-------	----------

Tabla 4. Costes materiales

Estos precios han sido obtenidos, en su mayoría, del catálogo del 2023 de Farnell. Los costes materiales para la realización de una unidad son de 230,93 €. El presupuesto se realiza para la producción de mil unidades, por lo que obtengo unos costes materiales de 230.930 €. Aplicándole el descuento del 20% por grandes cantidades obtengo un coste de 184.744 €.

Coste Final de Materiales = 184.744 €

10.4 AMORTIZACIÓN DEL MATERIAL

Se trata de los diferentes materiales y útiles de uso que interviene en la fabricación del proyecto en el taller. Esto supone unos gastos de amortización del 5 % del coste total de los materiales.

Gastos de Amortización del Material = 9.237,2 €

Además de estos gastos, se consideran unos gastos generales que suponen el 16% del coste final de los materiales:

Gastos Generales = 27.711,6 €

10.5 PROCESO DE DISEÑO

El tiempo invertido en el diseño del producto también se debe tener en cuenta. Este es el trabajo de un Ingeniero Técnico Industrial, cuyo salario se establece en 16 €/h, que habiendo trabajado unas 100 horas supone un coste de 1.600 €. A estos costes debemos añadirle los costes de amortización. Los equipos están valorados en 15.000 € y el plazo de amortización es de 5 años, por lo que para un periodo de dos meses equivale a 500 €.

Costes de Diseño = 1.600 €

Coste de Amortización = 500 €

Costes Totales de Diseño = 2.100 €

10.6 COSTE TOTAL DE FABRICACIÓN

A continuación, se muestran los gastos totales para la fabricación de mil unidades.

Concepto	
Coste de Mano de Obra	3.220 €
Costes de equipo y software	4.028,6 €
Coste de Materiales	184.744 €
Gastos de Amortización	9.237,2 €
Gastos Generales	27.711,6 €
Gastos Totales de Diseño	2.100 €

Tabla 5. Costes de fabricación.

El coste total de la fabricación de mil unidades es de 231.041,4 €.

10.7 BENEFICIO

El beneficio que se busca obtener es un 10% del coste total de fabricación.

$$\text{Beneficio} = 23.104,14 \text{ €}$$

Una vez calculado el beneficio, obtenemos el coste total, que engloba el coste de fabricación y el beneficio.

$$\text{Coste Total} = 254.145,54 \text{ €}$$

10.8 PRESUPUESTO FACTURABLE

A todos los costes se le debe añadir el IVA correspondiente, que es un 21%:

$$\text{Presupuesto Facturable} = 229.470,05 \text{ €}$$

10.9 PRECIO DE VENTA AL PÚBLICO

Finalmente, obtenemos el precio de venta al público de la placa, dividiendo el presupuesto facturable entre el número de unidades producidas, en este caso mil.

$$\text{Precio de Venta al Público (PVP)} = 229,47 \text{ €}$$

Documento N°5: **CONCLUSIONES**

11 CONCLUSIONES

En este proyecto se ha presentado una solución a la descompensación térmica entre las bobinas del circuito resonante de 4 fases. Este es uno de los principales problemas de estos circuitos a largo plazo, ya que puede suponer un mal funcionamiento de estos, o un acortamiento de su vida útil. Mediante la introducción de una señal de baja frecuencia, con dos multiplexores, hemos conseguido realizar un intercambio de las señales de mando, a una frecuencia (60 Hz) lo suficientemente baja y acorde al crecimiento de la temperatura como para poder controlar esta descompensación térmica, sin alterar el funcionamiento ni las propiedades del circuito. Se ha conseguido equilibrar la temperatura de las cuatro bobinas a 80°C, cuando inicialmente, las bobinas L_3 y L_4 se llegaban a calentar a más de 100°C, mientras que las bobinas L_1 y L_2 solo se calentaban hasta 50°C. Además, el rendimiento del circuito cuenta con una gran zona plana, que supone una gran ventaja, ya que tenemos un rendimiento alto e igual en varios puntos. Además, se tiene el control de la corriente de salida. Todo esto supone un gran avance, ya que actualmente las baterías y su carga son de los temas más actuales en la investigación, debido a las diferentes aplicaciones que tienen. Se buscan baterías ligeras, pequeñas y, sobre todo, con una gran capacidad de carga y vida útil.

12 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Christian Brañas, Juan C. Viera, Francisco J. Azcondo, Rosario Casanueva, Manuela Gonzalez, Francisco J, Díaz. “*Battery Charger Based on Resonant Converter for High-Power LiFePO₄ Batteries*”, 2021.
- [2] Christian Brañas, Francisco J. Azcondo, Rosario Casanueva, “*A Generalized Study of Multi-Phase Parallel Resonant Inverters for High-Power Applications*”.
- [3] CARGADOR PARA BATERÍAS DE LiFePO₄ DE ALTA CAPACIDAD DE CORRIENTE, Daniel Fernández Peña, julio 2021.
- [4] DISEÑO DE CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE CON MULTIPLICADOR DE CORRIENTE DE SALIDA PARA APLICACIONES DE CARGA DE BATERÍAS, Luis Bracho Núñez, diciembre 2016.
- [5] Shuilin Tian, Fred C. Lee and Qiang Li. “*Equivalent Circuit Modeling of LLC Resonant Converter*”. *IEEE Trans.* 2016, 1608-1615.
- [6] Victor M. Lopez, Alejandro Navarro-Crespin, Ryan Schnell, Christian Brañas, Francisco J. Azcondo, and Regan Zane. “*Current Phase Surveillance in Resonant Converters for Electric Discharge Applications to Assure Operation in Zero-Voltage-Switching Mode*”. *IEEE Trans.* 2012, 2925-2935.
- [7] CONEXIÓN EN PARLELO DE MÚLTIPLES INVERSORES RESONANTES PARA EL CONTROL DE LÁMPARAS DE DESCARGA DE ALTA POTENCIA, Francisco Alonso García, julio 2005.
- [8] <https://computerhoy.com/reportajes/tecnologia/bateria-litio-ferrofosfato-lifepo4-1113315>
- [9] <https://www.bateriaslifepo4.com/que-es-el-lifepo4/>
- [10] <https://www.bateriasdelitio.net/?p=104>
- [11] <https://forococheselectricos.com/2022/12/las-baterias-de-litio-ferrofosfato-lfp-ganan-terreno-en-los-coches-electricos.html>
- [12] <https://autosolar.es/baterias-litio-48v/narada>
- [13] <https://autosolar.es/aspectos-tecnicos/como-funcionan-las-baterias-de-plomo-acido>
- [14] <https://www.esdiario.com/motor/782664863/evolucion-baterias-coches-electricos.html>
- [15] <https://culturacientifica.com/2020/02/20/asi-funcionan-las-baterias-de-litio/>