

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

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Proyecto Fin de Carrera

**DISEÑO DE CONVERTIDOR RESONANTE
MULTIFASE CON MULTIPLICADOR DE
CORRIENTE DE SALIDA PARA
APLICACIONES DE CARGA DE BATERÍAS**

**(Design of a multiphase resonant converter
with current multiplier for battery charger
applications of lead acid batteries)**

Para acceder al Título de

INGENIERO INDUSTRIAL

Autor: Luis Bracho Núñez
Tutor: Christian Brañas Reyes
Diciembre – 2016

ÍNDICE

DOCUMENTO Nº 1: MEMORIA

DOCUMENTO Nº 2: ANEXO – CÁLCULOS

DOCUMENTO Nº 3: PLANOS

DOCUMENTO Nº 4: PLIEGO DE CONDICIONES

DOCUMENTO Nº 5: PRESUPUESTO

Documento N° 1:

MEMORIA

ÍNDICE DE LA MEMORIA

0	INTRODUCCIÓN	1
0.1	HISTORIA DE LAS BATERÍAS DE PLOMO-ÁCIDO	1
0.2	FUNCIONAMIENTO DE UNA BATERÍA	2
0.3	PROCESOS DE UNA BATERÍA	3
0.3.1	PROCESO DE CARGA	3
0.3.2	PROCESO DE DESCARGA	4
0.3.3	CICLO DE CARGA-DESCARGA	4
0.3.4	AUTODESCARGA	4
0.4	PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE UNA BATERÍA	5
0.4.1	TENSIÓN O VOLTAJE	5
0.4.2	CAPACIDAD	6
0.4.3	CCA: CAPACIDAD DE ARRANQUE EN FRÍO	7
0.4.4	CA: CAPACIDAD DE ARRANQUE	7
0.4.5	RC: CAPACIDAD DE RESERVA	8
0.4.6	PROFUNDIDAD DE DESCARGA	8
0.5	FACTORES QUE INFLUYEN EN LA VIDA ÚTIL DE UNA BATERÍA	8
0.5.1	TEMPERATURA DE LA BATERÍA	8
0.5.2	GASIFICACIÓN	9
0.5.3	SULFATACIÓN	9
1	OBJETO	11
1.1	OBJETO GENERAL DEL PRODUCTO	11
1.2	OBJETO ESPECÍFICO DEL PRODUCTO	11

2 ESTUDIOS PREVIOS	13
2.1 PROCESO DE CARGA	13
2.2 CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE	14
2.2.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE LC_p CON 3 FASES	14
2.2.2 ETAPA DE SALIDA: FILTRO LC	15
2.2.3 RENDIMIENTO Y CAPACIDAD DE CARGA	15
2.3 CONVERTIDOR RESONANTE CON 4 FASES Y DOBLADOR DE CORRIENTE A LA SALIDA	16
2.3.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE LC_p CON 4 FASES	16
2.3.2 ETAPA DE SALIDA: DOBLADOR DE CORRIENTE	17
2.3.3 RENDIMIENTO Y CAPACIDAD DE CARGA	17
3 BIBLIOGRAFÍA	18
4 TERMINOLOGÍA	19
5 REQUISITOS DE DISEÑO	20
5.1 CORRIENTE DE SALIDA	20
5.2 MÁXIMO RENDIMIENTO	21
5.3 CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO	22
5.4 OTROS REQUISITOS	22
6 SOLUCIÓN DE DISEÑO	23
6.1 CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE LC_p	24
6.1.1 MULTIPLICADOR DE CORRIENTE	25

6.1.2	DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES	28
6.1.3	CONTROL DE LA CORRIENTE DE CARGA Y VARIACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD	29
6.2	RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR	32
6.2.1	RENDIMIENTO DEL INVERSOR	32
6.2.2	RENDIMIENTO DEL MULTIPLICADOR DE CORRIENTE DE SALIDA	34
6.3	POTENCIA COMPLEJA Y MODO DE CONMUTACIÓN	34
7	RESULTADOS FINALES	36
7.1	ENTORNO DE DISEÑO	36
7.2	TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN	36
7.2.1	TRANSISTORES	37
7.2.2	INDUCTANCIAS	37
7.2.3	MULTIPLICADOR DE CORRIENTE Y RECTIFICADOR	38
7.2.4	FILTRADO	38
7.3	SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE CON MULTIPLICADOR DE CORRIENTE	39
7.3.1	VALORES DE SIMULACIÓN	39
7.3.2	SEÑALES DE MODULACIÓN	39
7.3.3	CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO	40
7.3.4	INDUCTANCIAS DE ENTRADA	40
7.3.5	INDUCTANCIAS DE ENTRADA	41
7.3.6	INTENSIDAD POR LOS ENROLLADOS DEL TRANSFORMADOR	42
7.3.7	MULTIPLICADOR DE CORRIENTE	42

7.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES	43
7.4.1	MEDICIONES	43
7.4.2	CONCLUSIONES	46

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 0.1	Batería comercial de Plomo-ácido para automóvil.....	3
Figura 0.2	Fotografías de placas con distintos grados de sulfatación.....	10
Figura 2.1	Perfil de carga de una batería Pb-Acido.....	13
Figura 2.2	Cargador de baterías basado en un convertidor resonante LCp.....	14
Figura 2.3	Filtro LC paso bajo.....	15
Figura 2.4	Etapa de entrada de un convertidor resonante LCp (4 fases).....	16
Figura 2.5	Doblador de corriente.....	17
Figura 5.1	Perfiles experimentales de carga de una batería cilíndrica AGM a 10A, 15A y 20A. (Varta Silver Dynamic AGM).....	20
Figura 6.1	Cargador de batería basado en un convertidor resonante multifase LC_p con un multiplicador de corriente a la salida.....	23
Figura 6.2	Etapa de entrada de un convertidor resonante LCp (N fases).....	24
Figura 6.3	Inversor resonante LC_p Multifase controlado. Tensiones de salida de cada sección del inversor.....	24
Figura 6.4	Multiplicador de corriente de salida propuesto. Sentido de la corriente para ciclos positivos y negativos de la corriente de AC.....	26
Figura 6.5	Circuito simplificado mediante el uso de la aproximación fundamental para el análisis de circuitos.....	28
Figura 6.6	Parámetros del Convertidor Resonante Multifase LC_p	28
Figura 6.7	Amplitud de la corriente de carga normalizada I_o , en función del ángulo de control Ψ , para $N=2, 3$ y 4 . Con todas las fases uniformemente desplazadas. $\Psi_0=0^\circ, \Psi_1=\Psi, \Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$	31
Figura 6.8	Variación del factor de calidad durante la carga a tensión constante- Los parámetros son $n=2, N=2, 3$ y 4 ; $V_{Bat(Max)}=14.4V$ y $V_{dc}=400V$. Todas las fases están desplazadas uniformemente $\Psi_0=0^\circ, \Psi_1=\Psi, \Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$	31
Figura 6.9	Rendimiento de la etapa inversora resonante, η_i , como función del ángulo de control, Ψ , para $N=2, 3$ y 4 , $r=1$, y $n=2$. Todas las fases están desplazadas uniformemente $\Psi_0=0^\circ, \Psi_1=\Psi, \Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$	33
Figura 7.1	Señales de modulación.....	39
Figura 7.2	ZVS.....	40
Figura 7.3	Intensidad por cada fase.....	41
Figura 7.4	Tensión en el condensador C_p	41
Figura 7.5	Tensión en el primario.....	42
Figura 7.6	Intensidad en los bobinados del transformador.....	42

Figura 7.7	Resultados experimentales con un desfase de $0,33^\circ$ e $I_0=20,09A$	44
Figura 7.8	Resultados experimentales con un desfase de $157,76^\circ$ e $I_0=1,817 A$	44
Figura 7.9	Corriente de salida aportada a la batería en función del desfase	45
Figura 7.10	Rendimiento en función del desfase	45

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 7.1	Características de las inductancias de entrada.....	37
Tabla 7.2	Valores de simulación.....	39

0 INTRODUCCIÓN

Hoy en día, uno de los mayores retos para reducir la contaminación en el mundo está relacionado con el control de las emisiones de dióxido de carbono por los motores convencionales de los vehículos. Debido a ello están proliferando los vehículos micro-híbridos, que proveen al vehículo convencional de un sistema que automáticamente apaga y reinicia el motor de combustión interna para reducir las emisiones. Este sistema conocido como Start-Stop, requiere baterías de alto rendimiento que admitan picos repetitivos de carga y descarga de alta potencia. Por otro lado, cuando el vehículo está apagado la batería alimenta todos los sistemas auxiliares, para ello se utilizan mayoritariamente baterías de plomo-ácido. Estas baterías necesitan ser recargadas con alta corriente para alcanzar el estado de carga completa tan rápido como sea posible.

Éste proyecto trata de diseñar un convertidor resonante multifase para uso principalmente en baterías eléctricas de vehículos micro-híbridos, y para ello veremos una pequeña introducción sobre el funcionamiento de las baterías de plomo-ácido, veremos también las diferentes soluciones en el diseño del circuito que se han considerado, así como las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

0.1 HISTORIA DE LAS BATERÍAS DE PLOMO-ÁCIDO

Según “*Baterías avanzadas*” [8], en 1860 Gastón Planté, un científico francés de 26 años, fue el primero en desarrollar un dispositivo que sentó las bases de la celda de plomo ácido, tal como la conocemos hoy en día.

Su batería constaba de nueve celdas conectadas en paralelo, puesto que el énfasis estaba puesto en la obtención de una corriente importante, cosa que hasta ese momento no se había podido lograr con las celdas primarias, que también conocemos como pilas. A su vez, cada celda consistía en dos hojas de plomo, separadas por cintas de goma. Todo el conjunto se enrollaba en forma de espiral y se sumergía en una solución que contenía ácido sulfúrico diluido al 10% en agua.

Además, Planté descubrió que la capacidad de almacenamiento de las celdas se incrementaba sustancialmente cuando se las sometía al proceso que conocemos como “formación” y que, hoy en día, es parte del proceso de producción de cualquier acumulador electroquímico. Después de un período de carga, descargaba la celda y luego repetía nuevamente el proceso de carga. Observó que a lo largo de estos ciclos, la capacidad de almacenamiento se incrementaba significativamente.

A principios del siglo XX, la batería de plomo-ácido ya era un producto ampliamente utilizado en muchas aplicaciones, desde tracción hasta iluminación y telefonía. Pero fue su incorporación como elemento indispensable para el arranque de automóviles lo que llevó al crecimiento notable de la industria de fabricación de baterías.

0.2 FUNCIONAMIENTO DE UNA BATERÍA

Según “*Lead-Acid Batteries: Science and Technology*” [2], se le denomina batería, batería eléctrica, acumulador eléctrico o simplemente acumulador, al dispositivo que almacena energía eléctrica, usando procedimientos electroquímicos y que posteriormente la devuelve casi en su totalidad; este ciclo puede repetirse por un determinado número de veces. Se trata de un generador eléctrico secundario; es decir, un generador que no puede funcionar sin que se le haya suministrado electricidad previamente mediante lo que se denomina proceso de carga.

El mecanismo que permite la utilización de una batería como una fuente portátil de energía eléctrica es una doble conversión de energía, llevada a cabo mediante el uso de un proceso electro-químico. La primera conversión, energía eléctrica en energía química, tiene lugar durante el proceso de carga. La segunda, energía química en eléctrica, ocurre cuando la batería es descargada. Para que estas conversiones puedan llevarse a cabo se necesitan dos electrodos metálicos inmersos en un medio que los vincule, llamado electrolito.

Este conjunto forma una celda de acumulación, cuyo voltaje, en una batería de plomo ácido, excede levemente los 2V, dependiendo de su

estado de carga. En el proceso electrolítico cada uno de los electrodos toma una polaridad diferente. La batería tiene entonces un terminal negativo y otro positivo.

La batería comercial, para poder ofrecer un voltaje de salida práctico, posee varias de estas celdas conectadas en serie. La Figura 0.1 muestra la estructura interna y externa de una batería de plomo-ácido para automóvil, donde se observa la conexión en serie de las celdas, las cuales están físicamente separadas por particiones dentro de la caja que

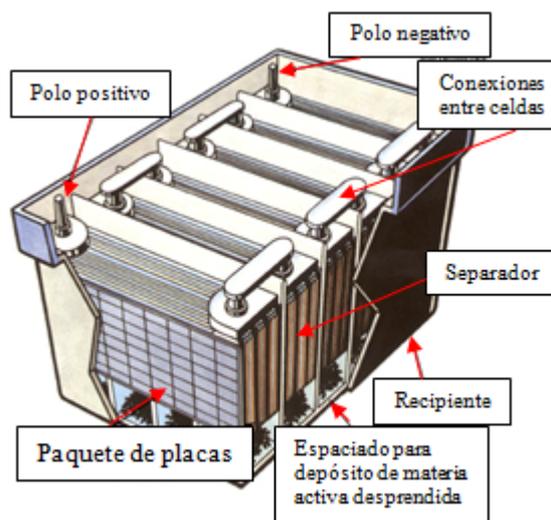


Fig. 0.1 Batería comercial de Plomo-ácido para automóvil

las contiene. Cada celda está compuesta de varias placas positivas y negativas, las cuales tienen separadores intermedios. Todas las placas de igual polaridad, dentro de una celda, están conectadas en paralelo. El uso de varias placas de igual polaridad permite aumentar la superficie activa de una celda.

0.3 PROCESOS DE UNA BATERÍA

Para continuar con el estudio de las baterías y el funcionamiento de las mismas, es necesario manejar una determinada terminología. Para ello, supondremos un estado inicial descargado de la batería, y a partir del cual se producen los siguientes procesos:

0.3.1 PROCESO DE CARGA

Procedimiento mediante el cual, al conectar un generador de CC en bornes de la batería con la polaridad correcta, es decir, positivo del generador conectado con el positivo de la batería, y negativo del generador al negativo de la batería, se genera una corriente de carga gracias a la cual la batería almacena energía.

0.3.2 PROCESO DE DESCARGA

Una vez la batería se encuentra completamente cargada, se desconecta el generador de CC de la batería, conectando esta vez un elemento pasivo o carga a la batería. Esto provoca la reacción química inversa a la que se produce durante el proceso de carga, produciéndose una corriente eléctrica de sentido opuesto a la corriente de carga, retornando así el sistema a su condición inicial.

0.3.3 CICLO DE CARGA-DESCARGA

Tiempo que transcurre desde que se inicia el proceso de carga, hasta que concluye el proceso de descarga. En teoría, este ciclo se puede repetir indefinidamente, aunque en la práctica existe un número de limitado de veces que puede ser repetido el ciclo, dado que los electrodos pierden material en cada descarga, acortando así el tiempo de vida de la batería.

0.3.4 AUTODESCARGA

Independientemente del tipo de batería utilizado, la cantidad de energía almacenada por la batería disminuye con el tiempo, aunque esta no se encuentre conectada a ningún elemento pasivo. La celeridad de esta descarga viene determinada, principalmente, por la temperatura ambiente en la cual se encuentra la batería, además del tipo de batería empleado.

0.4 PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE UNA BATERÍA

0.4.1 TENSIÓN O VOLTAJE

Voltaje Nominal

El voltaje nominal de un elemento de plomo-ácido, independientemente del número de placas positivas y negativas o de su capacidad, es de 2V. Este valor se toma habitualmente cuando nos referimos a voltaje de la batería. Por ejemplo, una batería de 36 V. tiene 18 elementos conectados en serie. En la práctica, el voltaje del elemento depende del estado de carga, de la temperatura, de la corriente de carga o descarga y de la edad del elemento.

Voltaje en carga

El voltaje de una batería en carga es más alto que el voltaje en circuito abierto, no solamente debido al voltaje opuesto a la batería, sino también a la caída de tensión debida a la resistencia interna, cuando la corriente fluye.

Así:

$$V_{CARGA} = V_{CIRCUITO ABIERTO} + (I \times R_{interna})$$

Mientras la carga va continuando, la subida de voltaje debida a la resistencia interna aumentará poco al principio, pero a partir de un determinado punto, ésta aumenta rápidamente. Este punto se conoce como el de "gaseo" y es el principio del desprendimiento del oxígeno y del hidrógeno en forma de burbujas de las placas positivas y negativas, respectivamente. Este punto, normalmente corresponde a una tensión de 2,35 a 2,40 V. Al final de la carga, el elemento estará entre los 2,60 y 2,70 V.

Voltaje en descarga

El voltaje en descarga es menor que el voltaje en circuito abierto. Hay una caída de voltaje debido a la resistencia interna del mismo elemento. Mientras la batería se descarga, la resistencia aumenta y el voltaje se reduce.

0.4.2 CAPACIDAD

El parámetro más importante a la hora de especificar una batería industrial es la capacidad. También es el más conocido.

Sin embargo, y a pesar de ambas razones, el concepto de capacidad no termina de ser bien comprendido y esto lleva a muchas confusiones cuando se comparan productos de diferentes fabricantes. Definamos qué entendemos como capacidad de una batería. En términos sencillos, diremos que es la cantidad de electricidad contenida en ella y que podemos aprovechar para entregar corriente a una carga durante un cierto tiempo. Se la simboliza con la letra "C".

La unidad que se utiliza en la práctica es el **Amperio-hora**, que se abrevia Ah, $1 \text{ Ah} = 3600 \text{ Coulomb}$. Esta definición de capacidad y su medición en Ah fue la primera y continúa siendo la más utilizada debido a su practicidad: en la mayoría de las aplicaciones la corriente es el factor importante y sujeto a control.

La cantidad de amperios hora de una batería viene indicada con la propia batería y suele venir acompañada de un valor que indica la cantidad de horas en los que la batería puede entregar esa cantidad de amperios, este valor es muy importante en las baterías estacionarias y de ciclo profundo, suele darlo el fabricante como C5, C10, C20, C100, que respectivamente, indicarían: 5 horas, 10 horas, 20 horas, 100 horas.

Sin embargo cuanto más alta es la descarga, menor es la capacidad disponible.

Por ejemplo, una batería con una capacidad de 500Ah en cinco horas (C5) puede dar 100A cada hora. Si la misma batería es descargada a 200A, solamente suministrará corriente durante dos horas aproximadamente, es decir, tendrá una capacidad de 400Ah, en lugar de los 500Ah. La razón de esto es que a altos regímenes, la caída de voltaje es más rápida y, en consecuencia, el voltaje final de carga se consigue más rápidamente. A este fenómeno se le denomina la **ley de Peukert**.

La **capacidad nominal** es la capacidad definida en condiciones normalizadas de los tres parámetros básicos de los que ella depende. Estas condiciones están establecidas en varias normas nacionales e internacionales, como las IEC, IEEE, DIN, BS, JIS, etc. Por ejemplo, en la norma IEC 60896, las condiciones normalizadas que se fijan para una batería estacionaria son las siguientes: descarga en 10h hasta 1,8 VPC (Volt por celda) a una temperatura ambiente de 20°C. En cambio en la norma IEEE 450, las condiciones para el mismo producto son 8h hasta 1,75 VPC a 25°C. En las baterías monoblock pequeñas, como las NP de Yuasa o las CP de Visión, la descarga se normaliza para un tiempo más largo: 20h.

En los últimos años, sin embargo, cada vez más, la capacidad de las baterías se especifica también en Wh (Watt x hora). Esto se debe a la aparición de los equipos UPS, que mantienen en operación no interrumpida a equipos informáticos. Dado que una UPS debe entregar una determinada potencia, es razonable que la batería que la alimentará también se especifique de esa manera. Las descargas en Wh suelen darse para tiempos inferiores a una hora (un valor típico es 15 minutos).

0.4.3 CCA: CAPACIDAD DE ARRANQUE EN FRÍO

Cold Cranking Amps, en inglés. Es la cantidad de corriente que la batería puede suministrar a -18 °C, durante 30 segundos y sin bajar de 7,2v (para baterías de 12 voltios). Un CCA alto es muy importante en climas fríos.

0.4.4 CA: CAPACIDAD DE ARRANQUE

Cranking Amps, en inglés. Es la cantidad de corriente que la batería puede suministrar a 0 °C, durante 30 segundos y sin bajar de 7,2v.

0.4.5 RC: CAPACIDAD DE RESERVA

Reserve Capacity, en inglés. Es una medida muy importante, ya que nos indica el tiempo (minutos) que una batería completamente cargada puede suministrar 25A antes de que su voltaje baje de 10,5v.

0.4.6 PROFUNDIDAD DE DESCARGA

Representa la cantidad de energía que puede extraerse de una batería, expresada en forma porcentual. Indica el tanto por ciento de la cantidad total de energía almacenada que la batería entrega durante la descarga.

0.5 FACTORES QUE INFLUYEN EN LA VIDA ÚTIL DE UNA BATERÍA

Además de las características vistas durante el apartado anterior, debemos tener en cuenta otros factores que pueden provocar que el tiempo de vida útil de la batería se vea acortado, entre los que destacan:

0.5.1 TEMPERATURA DE LA BATERÍA

La condición de temperatura donde la batería ofrece una mejor respuesta es de 25 °C, sin embargo, es posible que las condiciones ambientales en las que se encuentre trabajando provoquen que la temperatura de la batería aumente o disminuya. Tanto las altas como las bajas temperaturas provocan que la velocidad de las reacciones químicas que se producen en el interior de la batería aumente o disminuya, acortando el tiempo de vida de la misma.

Uno de los principales efectos del cambio de temperatura se produce cuando la batería se encuentra trabajando por debajo de los 0 °C. Si el estado de carga de la batería es bajo, el agua del electrolito se encontrará en mayor concentración que el ácido, pudiendo provocar la congelación del electrolito. El electrolito, al congelarse, expande su volumen, pudiendo provocar la ruptura de las paredes del recipiente que la contiene, además de dañar la estructura de los electrodos.

0.5.2 GASIFICACIÓN

Se trata de un fenómeno que puede producirse durante el proceso de carga, cuando la batería se encuentra completamente cargada. Si continuamos cargando en el mismo régimen de corriente cuando la batería alcanza su nivel máximo de carga, se produce un intenso burbujeo, provocando un exceso de gases en el electrolito que se conoce como gasificación.

De no controlarse el proceso de carga, el exceso de oxígeno comienza a oxidar los electrodos de plomo, pudiendo ocasionar el derrumbe de los mismos. Tras producirse este fenómeno, la batería no vuelve a funcionar, por lo que resulta conveniente controlar el proceso de carga, de forma que una vez alcanzado el máximo valor de carga de la batería, se reduzca considerablemente la cantidad de corriente que el cargador aporta a la misma.

0.5.3 SULFATACIÓN

Un 80% de las baterías fallan prematuramente debido a la sulfatación. Las causas que provocan la sulfatación son inherentes a las baterías de plomo-ácido como la carga y la descarga, pero también hay otras causas que la aceleran aun más:

- Las baterías no se usan durante largos períodos de tiempo.
- Las baterías se almacenan sin una carga de flotación permanente.
- Utilización de las baterías en aplicaciones para las que no fueron diseñadas. Baterías de arranque para aplicaciones de descarga profunda y viceversa.
- Interrumpir prematuramente el proceso de carga la batería. Si cargamos una batería al 90%, el 10% restante del material no reactivado sufrirá la sulfatación.
- Las altas temperaturas incrementan la autodescarga de las baterías.
- Niveles incorrectos de carga y de voltaje de carga.

La sulfatación es una reacción electroquímica que se produce cuando se descarga una batería. Durante el uso normal o en el almacenamiento, el ácido sulfúrico de una batería está activo entre las placas. Esta reacción genera energía en forma de corriente eléctrica que transforma la composición química del ácido que está en contacto con las placas de plomo, formando un residuo sólido (sulfato de plomo). Por último, la pérdida de ácido sulfúrico reduce la gravedad específica del electrolito, que se transforma en agua. Durante el período de descarga, el ácido sulfúrico en estado líquido pasa a formar parte de las placas en forma de sulfato de plomo en estado sólido bajando la lectura de la densidad del electrolito. Sin embargo, después de usar la batería durante un tiempo, los ciclos de carga transformarán los residuos cristalinos sólidos en líquido de nuevo, pero no permite que el sulfato de plomo se transforme en su totalidad. Algunos se mantendrán fijos en las placas o caerán hacia el fondo de la batería. Esto se llama de estratificación.

La sulfatación reduce la concentración del electrolito y, en consecuencia, el voltaje de la célula también se reduce. A medida que la sulfatación aumenta también aumenta la resistencia interna y se produce un marcado aumento en la temperatura. Esas temperaturas más altas aumentarán también la pérdida de agua por evaporación. Todos estos procesos culminan en un fallo prematuro de la batería. *La continua acumulación de sulfato acelera el proceso de debilitamiento y finalmente "sofoca" la batería.*

En las siguientes fotografías de al microscopio [2], podemos ver placas sulfatadas, parcialmente sulfatadas y sin sulfatación.



Fig. 0.2 Fotografías de placas con distintos grados de sulfatación

1 OBJETO

El proyecto aborda el diseño de un prototipo de convertidor resonante para el uso de carga de baterías. A continuación se procede a detallar tanto el objeto general del producto como el objeto específico del mismo.

1.1 OBJETO GENERAL DEL PRODUCTO

Millones de dispositivos de uso diario requieren del uso de una batería como fuente de alimentación. Tanto a la hora de emplearlas como método de arranque para motores de combustión, como a la hora de utilizarlas como suministro de energía en vehículos eléctricos, las baterías de Plomo-Ácido son una de las soluciones más buscadas.

Con objeto de prolongar la vida útil de las mismas, así como evitar los problemas que surgen de una mala utilización, tales como la gasificación o la sulfatación, en este proyecto se plantea el diseño de un convertidor resonante, que favorezca un proceso de carga que no sature la batería durante el proceso.

Este proyecto se hace eco de dicha necesidad, por lo que buscará incorporar en futuros diseños un controlador que reduzca el nivel de intensidad que el convertidor aporta a la batería una vez el nivel de carga de la misma ha rebasado un límite previamente establecido.

1.2 OBJETO ESPECÍFICO DEL PRODUCTO

En investigaciones anteriores [3], se ha determinado un rendimiento máximo para la topología del convertidor resonante con filtro LP en la etapa de salida del 77%, y en [9] con un doblador de corriente en la etapa de salida se consiguió un 79,5%. Con el fin de aprovechar la máxima cantidad de energía, el objeto específico del proyecto es desarrollar un producto con una tecnología que minimice la cantidad de energía que se pierde durante el proceso de carga.

El presente proyecto se marca como objetivo por tanto, mejorar el rendimiento obtenido en las topologías anteriormente mencionadas, así como implementar topologías que reduzcan las pérdidas en la etapa de salida en mayor medida que las implementadas actualmente.

2 ESTUDIOS PREVIOS

Este proyecto se fundamenta en el estudio previo del diseño de un convertidor resonante en su aplicación como cargador de baterías. Dicho estudio, realizado en colaboración por investigadores de la Universidad de Cantabria y la Universidad de Oviedo [3]. Dicho proyecto forma parte de los proyectos DPI2013-46541-R: “Aumento de la Eficiencia Energética en Vehículos Eléctricos Determinando Estados de Carga y Salud de la Batería con un BMS Basado en Modelo Adaptativo” y TEC2014-52316-R: “Estimation and Optimal Control for Energy Conversion with Digital Devices”.

2.1 PROCESO DE CARGA

Antes de detallar los diseños de los anteriores circuitos en los que se basa este proyecto es importante explicar brevemente cómo funciona el proceso de carga de una batería, ya que es el punto fundamental que debe cumplir todo circuito destinado a cargar baterías.

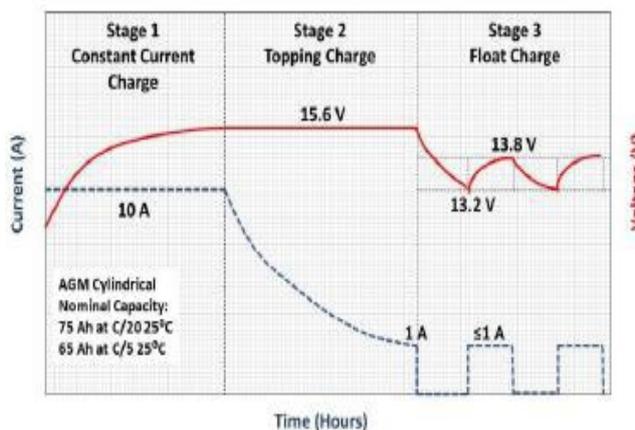


Fig. 2.1 Perfil de carga de una batería Pb-Ácido

En la figura 2.1 podemos ver un ejemplo de perfil de carga de una batería AGM. El perfil nos indica la cantidad de intensidad que el convertidor proporciona a la batería en función del estado de carga en el que se encuentre la misma. Dicho proceso de carga, que comienza tomando como punto de partida un estado de la batería totalmente descargada, se subdivide en tres etapas distintas.

Durante la primera etapa, o etapa de carga a corriente constante, la batería es sometida a un proceso de carga a alta intensidad, hasta que alcanza un nivel de diferencia de potencial en bornes que garantice que está totalmente cargada. Es entonces cuando comienza la segunda etapa, donde

el convertidor comienza a reducir la cantidad de intensidad que proporciona a la batería, hasta llegar a la tercera etapa, donde se mantiene un proceso de carga a un nivel de intensidad muy reducido, y de forma pulsante. Esta medida se plantea con el objetivo de mantener el estado de carga de la batería al máximo nivel hasta que se desconecte el cargador, teniendo en cuenta que, en la mayoría de los casos, el cargador se desconecta tiempo después de haber finalizado el proceso de carga de la primera etapa.

2.2 CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE

En este apartado, se detalla el funcionamiento del circuito diseñado en [3] compuesto por una etapa de entrada con un convertidor resonante de tres fases y utilizando como etapa de salida un filtro LC.

2.2.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE LC_p CON 3 FASES

El convertidor resonante propuesto en [3] consta de dos etapas, como podemos ver en la figura 2.2. Por un lado, tenemos la etapa de entrada, que consiste en tres resonancias LC_p en paralelo conectadas al primario de un transformador, controladas mediante la conmutación de los transistores de la figura. El nivel de intensidad que el convertidor proporciona a la batería viene determinado por el desfase producido entre las tensiones V_A , V_B y V_C .

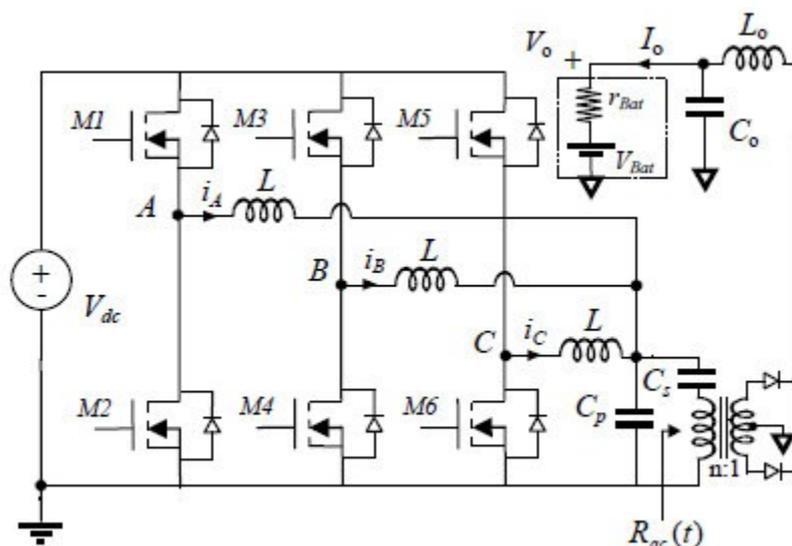


Fig. 2.2 Cargador de baterías basado en un convertidor resonante LC_p

El transformador se encarga de proveer aislamiento al convertidor, además de elevar la corriente en la etapa de salida, la cual, como se puede apreciar en la figura superior, está conectada al secundario del transformador. La etapa de salida está formada por un filtro paso bajo y un rectificador, que enlaza el secundario del transformador con la batería. Recordemos que el proceso de carga de la batería debe realizarse a corriente constante, por lo que la etapa de salida deberá encargarse de convertir la forma de onda de CA de la intensidad que atraviesa el secundario en CC.

2.2.2 ETAPA DE SALIDA: FILTRO LC

El filtro LC propuesto en [3] se trata de un filtro paso bajo, es decir, dejará pasar señales que tengan una frecuencia menor que una frecuencia previamente establecida por el diseñador. Como veremos en apartados posteriores, el efecto que se consigue al incluir este filtro en la etapa de salida es eliminar el rizado que se produce en la corriente de salida.

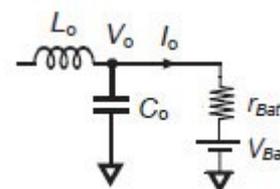


Fig. 2.3 Filtro LC paso bajo

Éste filtro es ampliamente utilizado en multitud de circuitos de todo tipo, por lo que es una opción fiable para asegurarnos un rendimiento adecuado.

2.2.3 RENDIMIENTO Y CAPACIDAD DE CARGA

Con éste circuito formado por un convertidor resonante de tres fases y un filtro LC a la salida se obtuvo experimentalmente un rendimiento del 77% y una corriente de carga de 15 amperios.

2.3 CONVERTIDOR RESONANTE CON 4 FASES Y DOBLADOR DE CORRIENTE A LA SALIDA

En este apartado, se detalla el funcionamiento del circuito diseñado en [9] compuesto por una etapa de entrada con un convertidor resonante de cuatro fases y utilizando como etapa de salida un doblador de corriente.

2.3.1 ETAPA DE ENTRADA: CONVERTIDOR RESONANTE LC_p CON 4 FASES

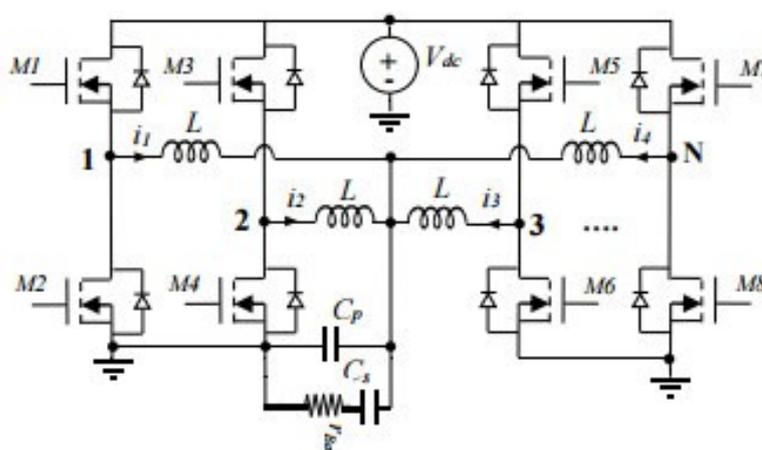


Fig. 2.4 Etapa de entrada de un convertidor resonante LC_p (4 fases)

En la figura superior podemos ver un esquemático del convertidor resonante en 4 fases. Al dividir la corriente de entrada en un mayor número de fases, la corriente que circulará por cada fase es menor, por lo que las pérdidas por calor en las bobinas y resistencias de cada fase son menores, lo que conlleva a un aumento del rendimiento.

2.3.2 ETAPA DE SALIDA: DOBLADOR DE CORRIENTE

Este tipo de topología tiene el mismo fin que el filtro LC, eliminar el rizado en la corriente de salida. Sin embargo, el doblador de corriente tiene una doble función, puesto que también se encarga de derivar la corriente que sale del transformador a través de dos o más bobinas, reduciendo el nivel de intensidad que atraviesa cada una de las bobinas. Gracias a esta disminución de intensidad conseguimos disminuir las pérdidas que se producen en la etapa de salida, lo que conlleva un aumento en el rendimiento. El doblador de corriente ofrece la posibilidad de dividir el nivel máximo de intensidad en dos ramas empleando dos bobinas, dividiendo la corriente de salida a la mitad.

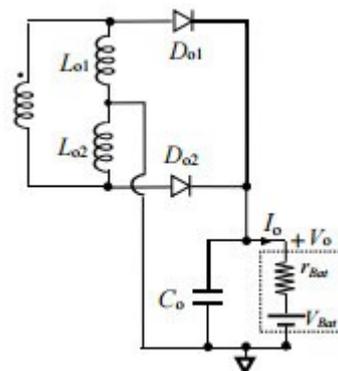


Fig. 2.5 Doblador de corriente

2.3.3 RENDIMIENTO Y CAPACIDAD DE CARGA

Con éste circuito formado por un convertidor resonante de cuatro fases y un doblador de corriente a la salida se obtuvo experimentalmente un rendimiento del 79,5% y una corriente de carga de 20 amperios.

3 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Proyecto CONAMA / GTZ, “*Guía Técnica Sobre Manejo de Baterías de Plomo-Ácido Usadas*”.
- [2] D.Pavlov, “*Lead-Acid Batteries: Science and Technology*”, Ed 2011
- [3] C. Brañas, J. C. Viera, R. Sánchez, F. J. Azcondo, M. González, “*Multiphase Resonant Converter for Battery Charger Applications*”
- [4] R. Erickson, D. Maksimovic, “*Fundamentals of Power Electronics*” Second Edition, Springer Ed. 2001
- [5] Christian Brañas, Francisco J. Azcondo, Rosario Casanueva, “*Estudio del Comportamiento Dinámico de los Convertidores Resonantes*”
- [6] Christian Brañas, Juan C. Viera, Francisco J. Azcondo, Manuela González, “*Battery Charger Based on a Triple-LC_p Resonant Converter*”
- [7] J.W. Kolar, J. Biela, S. Waffler, T. Friedli, and U. Badstuebner, “*Performance Trends and Limitations of Power Electronic Systems*”
- [8] Pedro Lavela Cabello y José Luis Tirado Coello, “*Baterías avanzadas*”, Ed. Universidad de Córdoba, 1999.
- [9] Christian Brañas, Alejandro Fernández, “*Diseño de un convertidor resonante con doblador de corriente para aplicaciones de cargador de baterías de plomo-ácido*”, Universidad de Cantabria, 2016

4 TERMINOLOGÍA

En el apartado que se expone a continuación, se recogen todas las definiciones de términos y abreviaturas que se utilizan en la Memoria del proyecto. Se enumerarán por orden alfabético, acompañadas del término al que se refiere y a su definición.

AC o CA *Alternative Current* (Corriente Alterna)

CAD *Computer-Aided Design* (Diseño Asistido por Ordenador): Término acuñado para referirse al software que ha sido programado específicamente para facilitar las labores de diseño de cualquier tipo de producto

DC o CC *Direct Current* (Corriente Continua)

LP *Low Pass* (Paso Bajo): Hace referencia a un tipo de filtros que permiten el paso de señales eléctricas hasta un determinado nivel de frecuencia, previamente establecido.

SOC *State of Charge* (Estado de Carga): Término que hace referencia a la cantidad de energía que la batería tiene almacenada en un momento determinado. Hay distintas maneras de cuantificarla, como puede ser mediante la resistencia interna de la batería o la diferencia de potencial en bornes de la misma.

SOH *State of Health* (Estado de Salud): Parámetro de la batería que determina el envejecimiento de la batería. Viene determinado por el valor de la impedancia característica de la misma.

ZVS *Zero Voltage Switch* (Conmutación a tensión cero)

5 REQUISITOS DE DISEÑO

Los cargadores de baterías son circuitos con unas características muy determinadas, que entregan a la batería una cantidad de corriente elevada en una diferencia de potencial baja (entre 13 y 15 V).

En los siguientes sub apartados, veremos en profundidad los requisitos que nuestro circuito debe cumplir.

5.1 CORRIENTE DE SALIDA

El principal requisito de diseño a tener en cuenta es cumplir con el perfil de carga de la batería que deseamos cargar, este dato nos lo aporta el fabricante. Y el principal valor a tener cuenta para cumplir con estos perfiles de carga es la corriente. Se debe obtener una carga con una corriente elevada y una tensión baja constantes. Por lo tanto nuestro primer objetivo es alcanzar la intensidad de salida de 20 amperios. En la figura 5.1 se muestran tres perfiles de carga experimentales de una batería AGM, de los cuales emplearemos los dos de 15 y 20 amperios para trabajar con nuestro convertidor.

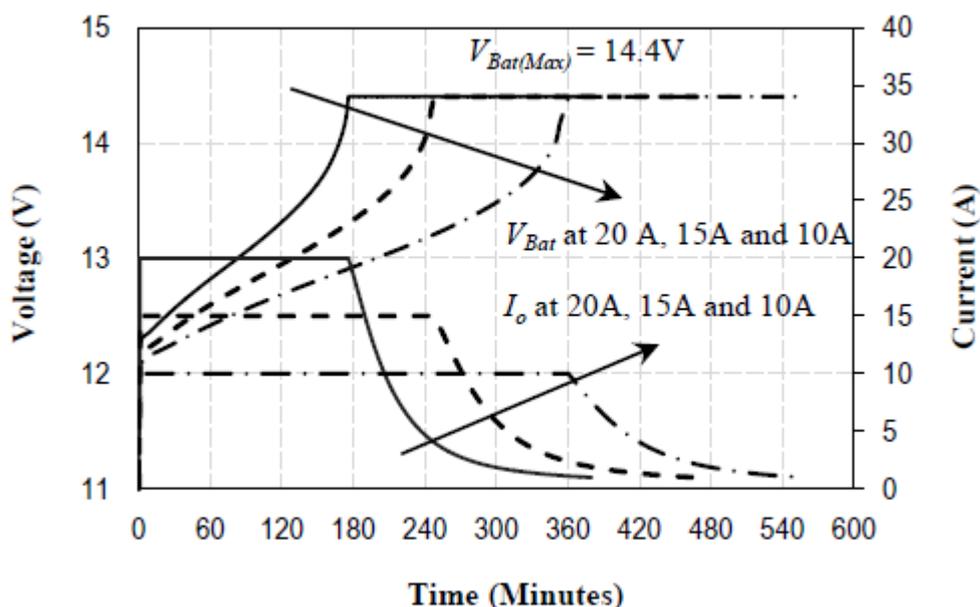


Fig. 5.1 Perfiles experimentales de carga de una batería cilíndrica AGM a 10A, 15A y 20A. (Varta Silver Dynamic AGM)

Al elevar la corriente de salida, tal y como hemos visto en la ecuación (4), estamos aumentando las pérdidas de potencia que se producen en cada impedancia de la etapa de salida. Por ello, se implementará una etapa de salida, conocida como multiplicador de corriente, que minimiza las pérdidas que se producen en la misma, consiguiendo así no comprometer el rendimiento del circuito.

Y finalmente otro requisito a cumplir es reducir en la medida de lo posible el rizado de la corriente de salida de modo que tengamos una corriente de carga lo más cercana posible a una corriente CC, para ello se utiliza un rectificador que filtre nuestra corriente de salida, ya que si no lo hiciéramos podríamos reducir la vida útil de la batería.

5.2 MÁXIMO RENDIMIENTO

Uno de los requisitos más importantes a la hora de diseñar un circuito electrónico de potencia recae sobre el rendimiento. El rendimiento hace referencia a la cantidad de energía que nuestro convertidor suministra a la batería en relación a la que obtiene de la red, expresada en tanto por ciento. Este parámetro nos indica que, del total de la energía que la red aporta a nuestro convertidor, la mayor parte es aprovechada para cargar la batería, mientras que una pequeña parte se pierde en forma de calor en las impedancias del circuito.

El convertidor resonante diseñado realiza la carga de la batería a un nivel alto de intensidad. Llegados a este punto, es conveniente recordar que las pérdidas por calor que se producen en las impedancias de un circuito responden a la siguiente fórmula:

$$P = R \cdot I^2 \quad (1)$$

Donde P es la potencia en vatios (W) que se pierde, R el valor de la impedancia en ohmios (Ω), e I es el valor de la intensidad que atraviesa dicha impedancia, medida en amperios (A).

5.3 CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO

Las pérdidas de potencia en el circuito también se producen en la conmutación de los transistores. Estos se comportan como una fuente de tensión dependiente, siendo la tensión entre el drenador y la fuente el parámetro de control. Durante el semiperiodo de conducción, al atravesarlo un nivel de intensidad superior a 0 A., se provocan unas pérdidas de acuerdo con la ecuación (5).

$$P = E \cdot I \quad (2)$$

La conmutación a tensión cero sirve para evitar las pérdidas que se producen cuando el transistor entra en conmutación. Por ello, se define una frecuencia en conmutación de los transistores mayor que la frecuencia del tanque resonante, de tal forma que se garantice que la corriente sea mayor que cero (en valor absoluto) antes de que el transistor haya comenzado a conducir. Este fenómeno es conocido por sus siglas en inglés como ZVS (*“Zero Voltage Switch”*).

5.4 OTROS REQUISITOS

Además de los requisitos mencionados anteriormente, estudios publicados por investigadores de la Universidad ETH de Zurich [7], establecen las principales condiciones que deben seguir los diseñadores de circuitos electrónicos de potencia, así como las limitaciones que se dan a la hora de intentar conseguirlas.

Estos requerimientos no buscan solamente encontrar el máximo rendimiento del circuito, como ya hemos comentado anteriormente, sino también inciden sobre volumen que ocupa y precio del mismo. Resulta necesario encontrar un compromiso entre las mismas, de tal forma que consigamos el máximo rendimiento posible, al precio más económico, y con un circuito que ocupe el menor volumen posible.

6 SOLUCIÓN DE DISEÑO

Este apartado se centra en el estudio de la propuesta final de este proyecto que no es otra que la de utilizar un convertidor resonante multifase LC_p con cuatro fases como bloque de entrada y un multiplicador de corriente con un rectificador a la salida con el fin de lograr el objetivo de llegar a los 20A de corriente suministrada a la batería como se puede ver en la siguiente figura,

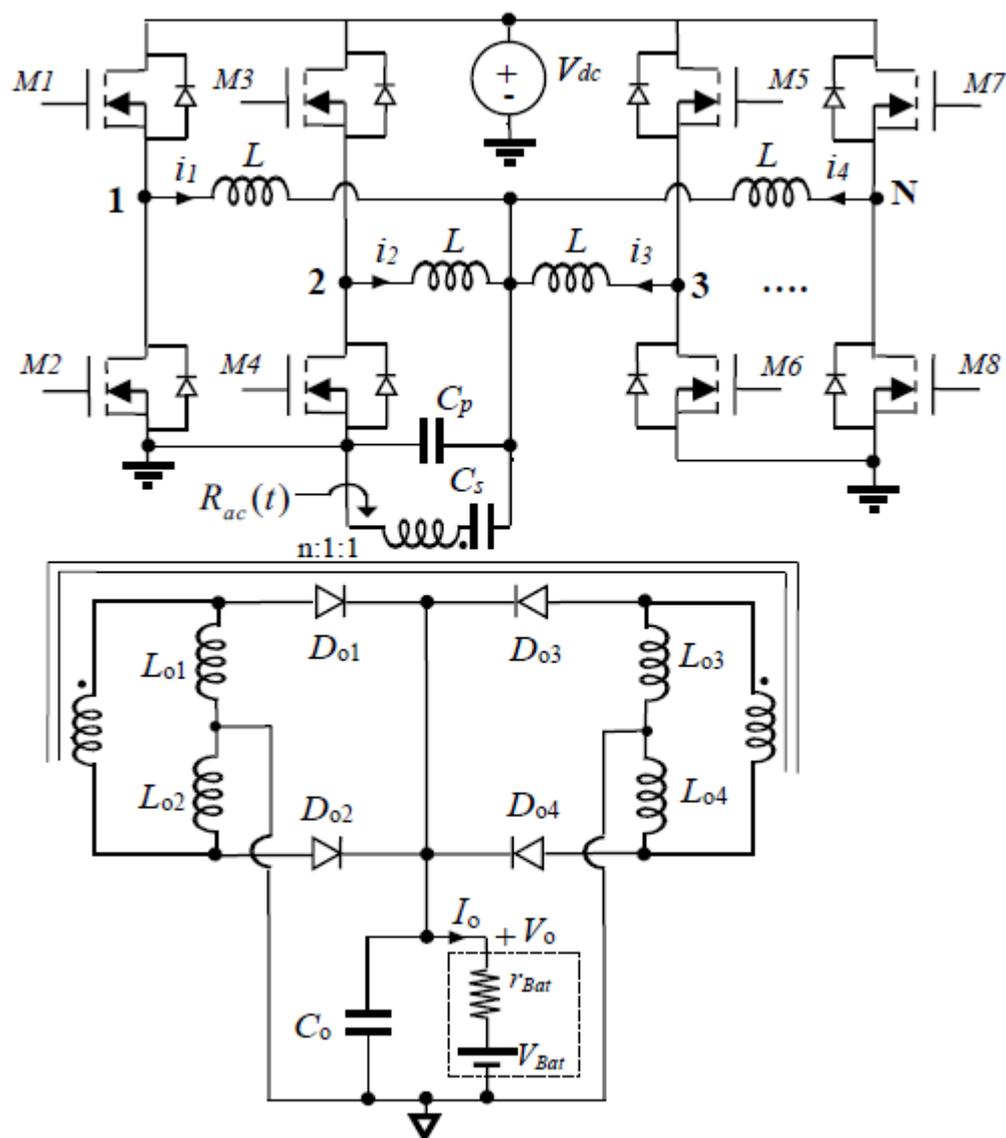


Fig. 6.1 Cargador de batería basado en un convertidor resonante multifase LC_p con un multiplicador de corriente a la salida

6.1 CONVERTIDOR RESONANTE MULTIFASE LC_p

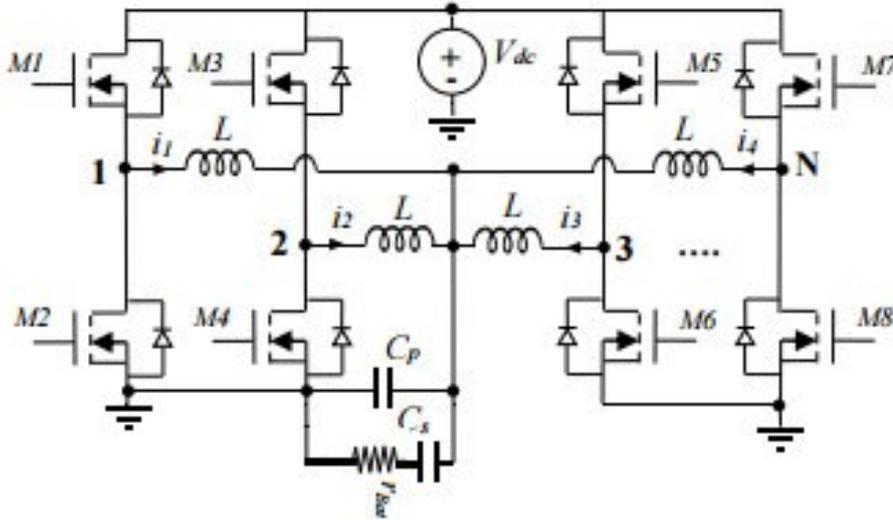


Fig. 6.2 Etapa de entrada de un convertidor resonante LC_p (N fases)

El convertidor se analiza considerando el ángulo de fase de todas las tensiones medias independientes V_k . Para ilustrar esta suposición, las tensiones medias V_k se muestran en la Fig. 6.3

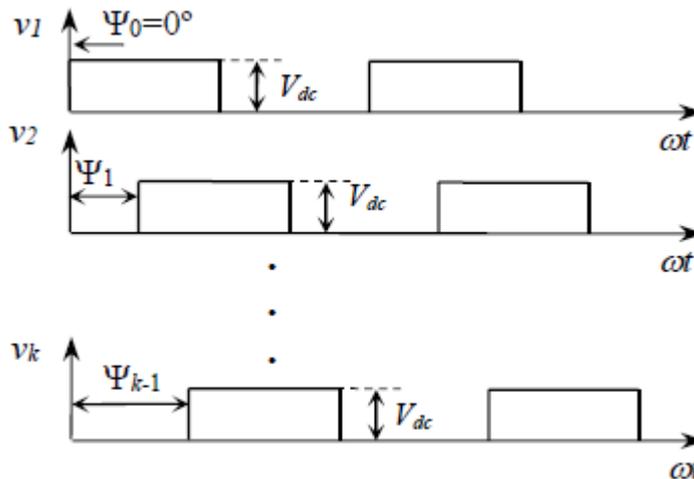


Fig. 6.3 Inversor resonante LC_p Multifase controlado. Tensiones de salida de cada sección del inversor

Haciendo uso de una aproximación fundamental, las tensiones de entrada V_k de cada fase están dados en (3).

$$V_k = \frac{2V_{dc}}{\pi} \cdot e^{-j\Psi_{k-1}} \quad (3)$$

Donde $k \in [1, 2...M]$ y N es el numero de fases de la etapa inversora resonante.

6.1.1 MULTIPLICADOR DE CORRIENTE

El objetivo de la etapa de salida no es otro que adaptar la señal en intensidad que obtenemos a la salida del transformador en un nivel continuo de corriente con el cual realizar el proceso de carga. Al ser la etapa que va a contener un mayor nivel de corriente, habrá que prestar especial atención a las impedancias que la formen, puesto que cualquier impedancia que sea atravesada por un valor elevado de intensidad puede conllevar pérdidas drásticas en el rendimiento.

Por tanto se propone un multiplicador de corriente como una etapa rectificadora, que se obtiene a partir de la conexión en paralelo de dos rectificadores dobladores de corriente. Las ventajas de la configuración propuesta son similares al rectificador doblador de corriente original y se basan en menores pérdidas de conducción y simplificación del transformador. El multiplicador divide la intensidad en cuatro ramas, dividiendo la corriente de salida por cada rama a una cuarta parte de la original. Y dado que el filtro de salida elimina el rizado de alta frecuencia, se utiliza la aproximación de bajo rizado para el diseño en estado estacionario de la etapa de rectificación propuesta. El sentido de la corriente para los semi-ciclos positivos y negativos de la corriente AC se muestra en la Fig. 6.4

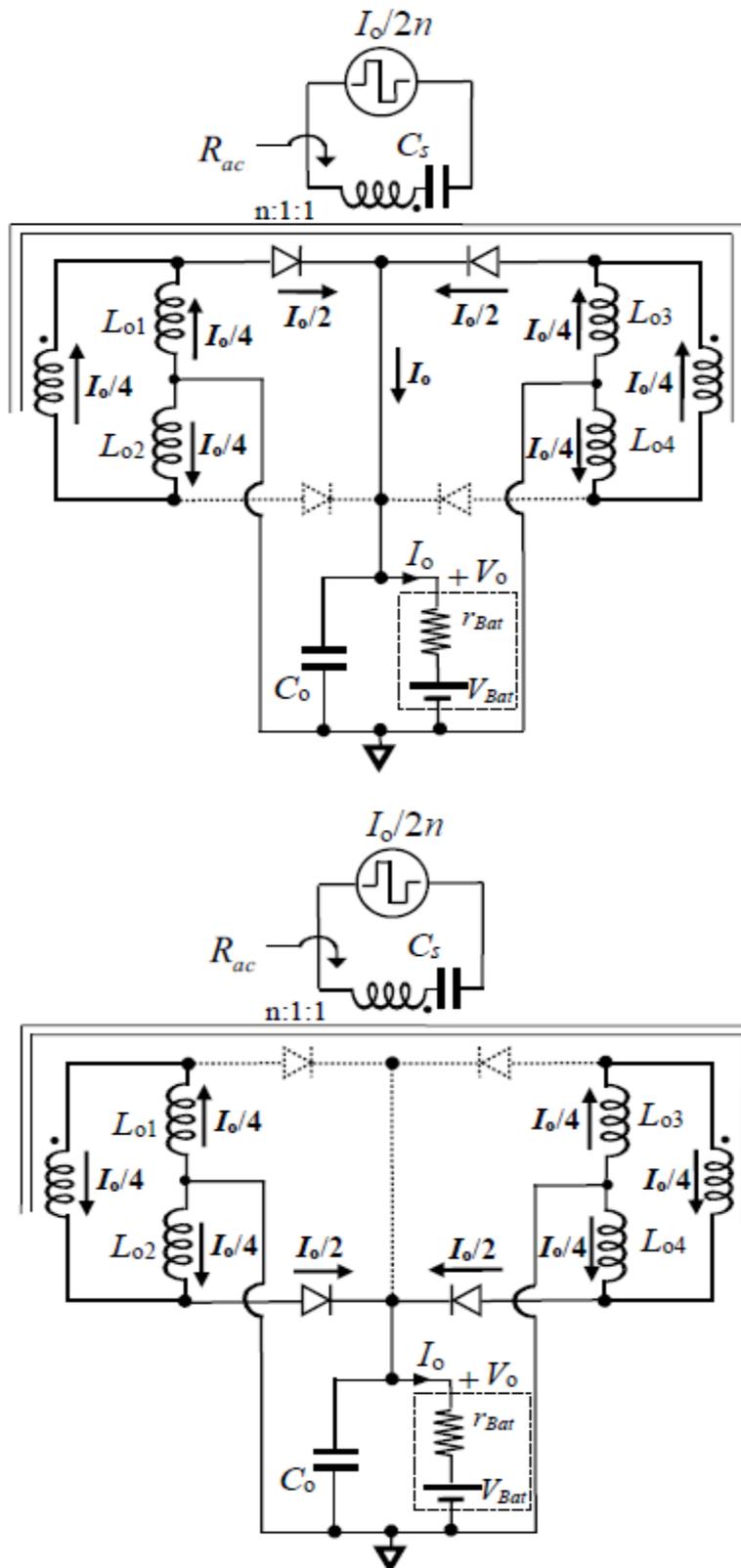


Fig. 6.4 Multiplicador de corriente de salida propuesto. Sentido de la corriente para ciclos positivos y negativos de la corriente de AC

Con el primer armónico de una forma de onda cuadrada, la relación entre las corrientes de los lados AC y DC es dada por

$$I_0 = \frac{n\pi}{4} \cdot \hat{I}_{ac} \quad (4)$$

Donde I_0 es la corriente de salida, n el número de fases e \hat{I}_{ac} es la corriente en la etapa de alterna del convertidor. Por otro lado, la tensión de salida, V_o , se obtiene como el valor medio de la tensión de una onda completa rectificadora.

$$V_o = \frac{2}{n\pi} \cdot \hat{V}_{ac} = r_{Bat} \cdot I_o + V_{Bat} \quad (5)$$

De (4) y (5), el modelo de batería se representa en el lado de AC por,

$$\hat{V}_{ac} = \frac{n^2 \pi^2}{4} r_{Bat} \cdot \hat{I}_{ac} + \frac{n\pi}{2} \cdot V_{Bat} \quad (6)$$

De (6), la etapa rectificadora es reflejada hacia el lado AC como la resistencia equivalente dada en (7),

$$R_{ac} = \frac{\pi^2}{4} n^2 R_o = \frac{\pi^2}{4} n^2 \left(r_{Bat} + \frac{V_{Bat}}{I_o} \right) \quad (7)$$

El valor de r_{Bat} depende del estado de carga de la batería (SOC) y para la tecnología AGM es bastante baja ($r_{Bat} \ll 1\Omega$). Por razones de simplicidad, r_{Bat} se desprecia y sólo es considerado el término V_{Bat}/I_o .

Por último, usando (3-7), el circuito simplificado del convertidor resonante se representa en la Fig. 6.5.

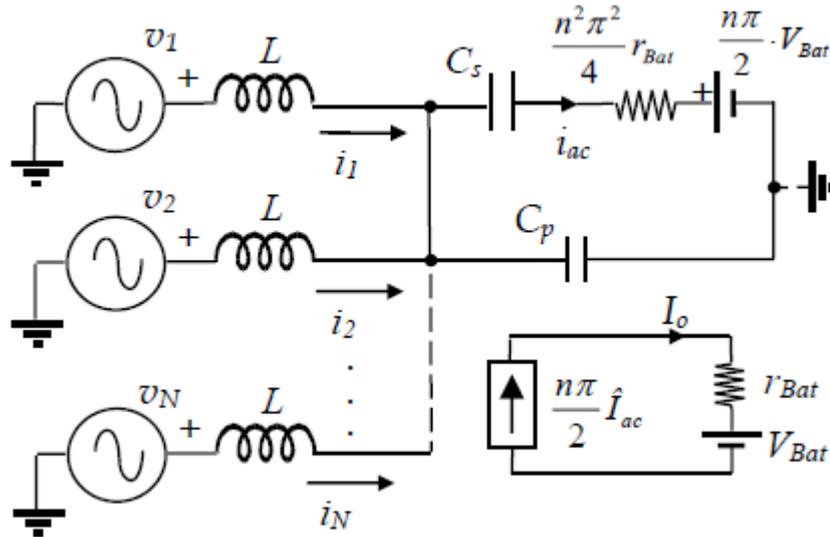


Fig. 6.5 Circuito simplificado mediante el uso de la aproximación fundamental para el análisis de circuitos

El análisis del convertidor resonante propuesto es llevado a cabo mediante el circuito simplificado mostrado en la Fig. 6.5. Las características principales del convertidor resonante están definidas por los parámetros mostrados en la Figura 6.6

TABLE I.
PARAMETERS OF THE MULTIPHASE LC_p INVERTER

Parallel Resonant Frequency	Parallel Characteristic Impedance	Parallel Quality Factor
$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p/N}}$	$Z_p = \omega_p L = \frac{N}{\omega_p C_p}$	$Q_p = \frac{NR_{ac}}{Z_p}$

Fig. 6.6 Parámetros del Convertidor Resonante Multifase LC_p

6.1.2 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTES

El convertidor resonante LC_p propuesto está diseñado para comportarse como una fuente de corriente fijando la frecuencia de conmutación en $\omega = \omega_p$, donde ω_p es la frecuencia de resonancia paralela, dada en la Figura 6.6. Durante la etapa de corriente constante, el comportamiento como fuente de corriente del convertidor proporciona una limitación de corriente inherente, protegiendo la batería y prolongando su vida útil. El análisis del convertidor

resonante se lleva a cabo teniendo en cuenta la frecuencia de conmutación, $\omega = \omega_p$, constante y tomando como parámetros de control los ángulos $\Psi_0, \Psi_1, \Psi_{N-1}$. La corriente de las fases del convertidor se da en (8),

$$\mathbf{I}_k = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p} \times \left\{ \frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} - \sin \Psi_{k-1} - j \left[\cos \Psi_{k-1} + \frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right] \right\} \quad (8)$$

La corriente de las fases de salida en el lado AC, \mathbf{I}_{ac} , se calcula por (9).

$$\mathbf{I}_{ac} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_p} \left\{ \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} + j \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} \right\} \quad (9)$$

De (9), el comportamiento de la fuente de corriente puede ser verificado dado que la corriente de salida en el lado AC es independiente de la carga. El funcionamiento óptimo del convertidor multifase se alcanza cuando la distribución de corrientes entre las secciones del inversor es equilibrada. Bajo esta condición, cada sección inversora maneja sólo una fracción de la corriente de carga del lado AC, por tanto $\hat{I}_k \approx \hat{I}_{ac}/N$. Para una corriente de salida máxima ($\Psi = 0^\circ$) La relación entre la corriente de salida AC, \hat{I}_{ac} , y la amplitud de corriente de los inductores, \hat{I}_k , es dada por,

$$\frac{\hat{I}_{ac}}{\hat{I}_k} = \frac{N}{\sqrt{1+Q_p^2}} \quad (10)$$

Con el fin de conseguir una distribución equilibrada de la corriente entre todas las fases resonantes, es deseable un valor del factor de calidad, $Q_p < 1$.

6.1.3 CONTROL DE LA CORRIENTE DE CARGA Y VARIACIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD

Durante el proceso de carga, R_{ac} cambia dependiendo de V_{Bat} e I_o , cuya relación está dada por el perfil de carga de la batería, como se muestra en la Fig. 1. Durante la etapa de corriente constante, R_o aumenta hasta $V_{Bat(Max)}/I_o$. Al final de la etapa de corriente constante, la potencia de salida es máxima.

Trabajando con (4) y (9), la máxima corriente de carga se obtiene con $\Psi_0 = \Psi_1 = \Psi_{N-1} = 0^\circ$, y es dada por,

$$I_o = \frac{nV_{dc} \cdot N}{Z_p} \quad (11)$$

De (11), se puede observar que la capacidad de la corriente de salida del convertidor multifase puede incrementarse aumentando el número, N , de fases paralelas. Por otro lado, durante la etapa de tensión constante, la corriente de carga debe ser ajustada con el fin de evitar que la tensión de la batería sobrepase el valor máximo $V_{Bat(Max)}$. La corriente se ajusta a través del control de los ángulos Ψ_0 , Ψ_1 , Ψ_{N-1} , mientras se mantiene la frecuencia de conmutación constante.

Existen diferentes vías posibles para ajustar Ψ_1 , Ψ_2 y Ψ_{N-1} . Para cualquier valor de N , el control total de la corriente de carga se consigue si el desplazamiento de fase está distribuido uniformemente entre todas las fases, por ejemplo: $\Psi_0=0^\circ$, $\Psi_1=\Psi$, $\Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$. En este caso, la corriente mínima $I_o=0A$ se obtiene en $\Psi=360^\circ/N$. Esta solución requiere N señales de control. Para valores de N par, el control total de la corriente de carga se puede obtener desplazando las fases por parejas, por ejemplo para $N=4$, $\Psi_0=\Psi_1=0^\circ$, $\Psi_2=\Psi_3=\Psi$. En este caso, la corriente mínima $I_o=0A$, se obtiene a $\Psi=180^\circ$ y solo dos señales de control son necesarias, lo que implica una simplificación del circuito de control. La amplitud normalizada de la corriente de carga, I_o , está representada en la Fig. 6.7 como función del ángulo de control Ψ , y teniendo en cuenta el patrón de control comentado para un desplazamiento de fase distribuido uniformemente. El control total de la corriente de carga durante todo el proceso de carga de la batería facilita el recuento de los A-h con el fin de calcular la capacidad suministrada.

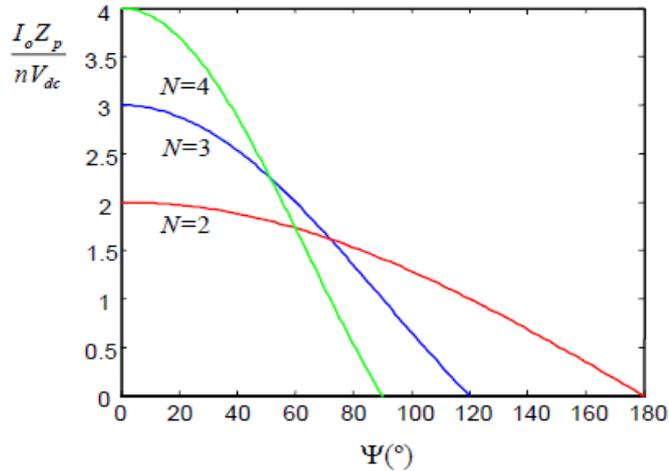


Fig. 6.7 Amplitud de la corriente de carga normalizada I_o , en función del ángulo de control Ψ , para $N=2, 3$ y 4 . Con todas las fases uniformemente desplazadas. $\Psi_0=0^\circ$, $\Psi_1=\Psi$, $\Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$.

La reducción de corriente de carga, mientras se mantiene constante la tensión de la batería, conduce a un incremento significativo de la resistencia equivalente, R_o . En consecuencia, la impedancia reflejada en el lado AC, R_{ac} , y el factor de calidad, Q_p , también se incrementan. Asumiendo constante $V_{Bat(Max)}$ y trabajando con (9), (7) y (4), la variación del factor de calidad se da en (12),

$$Q_p = \frac{\pi^2 \cdot n \cdot V_{Bat(Max)} \cdot N}{4 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{\left(\sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1}\right)^2 + \left(\sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1}\right)^2}} \quad (12)$$

La variación del factor de calidad debido al ajuste de corriente se representa en la Fig. 6.8 como función del ángulo de control Ψ

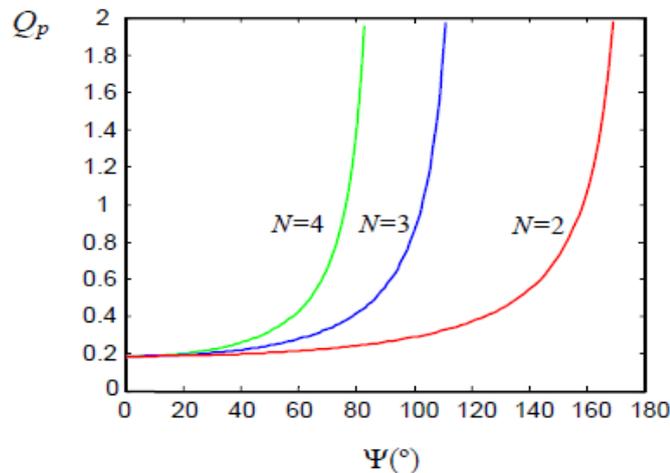


Fig. 6.8 Variación del factor de calidad durante la carga a tensión constante- Los parámetros son $n=2$, $N=2, 3$ y 4 ; $V_{Bat(Max)}=14.4V$ y $V_{dc}=400V$. Todas las fases están desplazadas uniformemente $\Psi_0=0^\circ$, $\Psi_1=\Psi$, $\Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$.

6.2 RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR

El rendimiento total del convertidor resonante se calcula utilizando,

$$\eta = \eta_I \eta_R \quad (13)$$

Donde η_I es el rendimiento de la etapa del inversor resonante y η_R es el rendimiento de la etapa del rectificador de salida

6.2.1 RENDIMIENTO DEL INVERSOR

Las pérdidas por conducción son significativamente altas en las aplicaciones de alta corriente. El rendimiento de la etapa del inversor resonante, η_I , considerando únicamente las pérdidas de conducción son,

$$\eta_I = \frac{1}{1 + \frac{r}{R_{ac}} \cdot \frac{\sum_{k=1}^N \left\{ \left[\frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} - \sin \Psi_{k-1} \right]^2 + \left[\cos \Psi_{k-1} + \frac{Q_p}{N} \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right]^2 \right\}}{\left[\sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right]^2 + \left[\sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} \right]^2}} \quad (14)$$

La resistencia r en (14) representa la rds_{on} de los transistores así como la ESR de los inductores,

$$r = rds_{on} + \frac{Z_L}{Q_L} \quad (15)$$

Donde Z_L es la impedancia del inductor a la frecuencia de conmutación y Q_L es el factor de calidad del inductor. El rendimiento, η_I , se muestra en la Fig. 8 como función del ángulo de control, Ψ . Para todos los casos, la corriente de salida es la misma, se considera el valor de $r = 1\Omega$ y la relación de transformación del transformador es $n=2$. Se toman los valores de $Z_p=80\Omega$, $Z_p=60\Omega$ y $Z_p=40\Omega$, para $N=4$, $N=3$ y $N=2$ respectivamente. El gráfico se obtiene teniendo en cuenta la variación Q_p dado en (12) y el desplazamiento de fase uniformemente distribuido entre todas las fases.

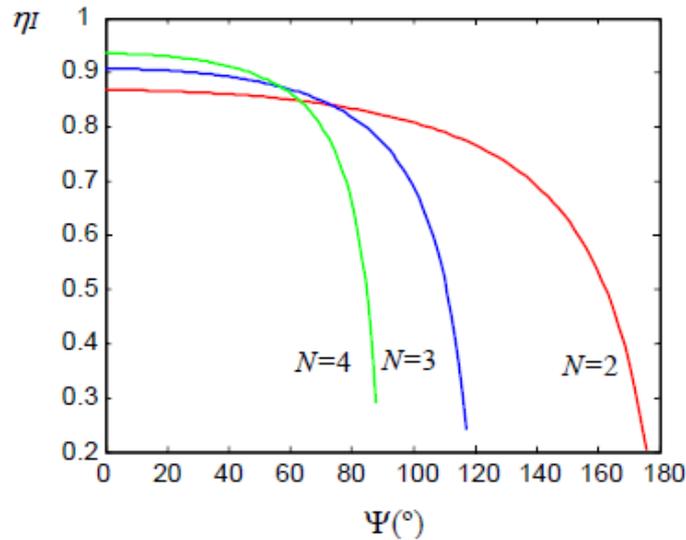


Fig. 6.9 Rendimiento de la etapa inversora resonante, η_I , como función del ángulo de control, Ψ , para $N=2, 3$ y 4 , $r=1$, y $n=2$. Todas las fases están desplazadas uniformemente $\Psi_0=0^\circ, \Psi_1=\Psi, \Psi_2=2\Psi \dots \Psi_{N-1}=(N-1)\Psi$

De la Fig. 6.9, se puede observar que el valor más alto del rendimiento, $\eta_{I(max)}$, se obtiene con $\Psi_0=\Psi_1=\dots=\Psi_{N-1}=0^\circ$. Substituyendo estos valores en (14), se obtiene el valor del máximo rendimiento, el cual es función de la relación r/R_{ac} , el valor inicial del factor de calidad, Q_p , y del número de fases N .

$$\eta_{I(max)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{NR_{ac}} \cdot (1 + Q_p^2)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{Z_p} \cdot \left(\frac{1 + Q_p^2}{Q_p} \right)} \tag{16}$$

De (16), vemos que el rendimiento máximo de la etapa inversora, $\eta_{I(max)}$, puede ser mejorado con el incremento del número de fases N así como puede observarse también en la Fig.6.9.

El valor de $\eta_{I(max)}$ es utilizado como criterio a la hora de definir el número de fases apropiado. De (16), se asume además que $\eta_{I(max)}$ puede ser mejorado con el incremento de R_{ac} . La forma más directa de incrementar R_{ac} es a través de la relación de transformación del transformador, n . Sin embargo, hay que considerar que al hacer esto Q_p también aumenta, lo cual puede poner en peligro el modo ZVS de los transistores del convertidor. Teniendo en cuenta la estrecha correlación entre, N, Q_p, n y r/R_{ac} , el proceso

de diseño para encontrar un valor adecuado de estos parámetros puede implicar ciclos iterativos.

6.2.2 RENDIMIENTO DEL MULTIPLICADOR DE CORRIENTE DE SALIDA

El multiplicador de corriente de salida bifásico propuesto presenta pérdidas de conducción más bajas que su rectificador de toma central y que el doblador de corriente convencional. El rendimiento del rectificador, considerando sólo las pérdidas de conducción, se obtiene a través del análisis de las trayectorias de corriente mostradas en la Fig. 6.4. Teniendo en cuenta un transformador sin pérdidas, la eficiencia se calcula de acuerdo a,

$$\eta_R = \frac{1}{1 + \frac{V_D + \left(\frac{r_D}{2} + \frac{r_{LF}}{4}\right) I_o}{V_{Bat(Max)}}} \quad (17)$$

Donde V_d y R_D son la tensión y la resistencia dinámica del modelo lineal del diodo y r_{LF} es la ESR de los inductores de filtro L_{o1} - L_{o4} . En comparación con la etapa inversora resonante, donde el rendimiento máximo se consigue en funcionamiento a plena carga, el rendimiento de la etapa rectificadora mejora bajo condiciones de baja carga. Esta característica produce un rendimiento global del convertidor resonante con una amplia zona plana.

6.3 POTENCIA COMPLEJA Y MODO DE CONMUTACIÓN

Con el fin de minimizar las pérdidas de conmutación diseñamos para lograr la conmutación de tensión cero (ZVS) en el lado primario del convertidor. El modo ZVS requiere un retardo de fase de la corriente resonante, respecto a la tensión de entrada. Con el fin de determinar el ángulo de factor de potencia, ϕ_k , de cada pata del transistor y para estudiar

la distribución de potencia, la potencia compleja para cada generador S_k , se calcula en (18). De (18) el ángulo de factor de potencia, ϕ_k , se obtiene usando $\phi_k = \text{angle}(S_k)$ como función de los ángulos de control, $\Psi_0, \Psi_1, \Psi_{N-1}$, el número de fases N , y el factor de calidad Q_p .

$$S_k = \frac{2V_{dc}^2}{\pi^2 Z_p} \times \left\{ \begin{array}{l} \frac{Q_p}{N} \left[\cos \Psi_{k-1} \cdot \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} + \sin \Psi_{k-1} \cdot \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right] \\ + j \left[1 + \frac{Q_p}{N} \left(\cos \Psi_{k-1} \cdot \sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} - \sin \Psi_{k-1} \cdot \sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} \right) \right] \end{array} \right\} \quad (18)$$

Sustituyendo $\Psi_0 = \Psi_1 = \Psi_{N-1} = 0^\circ$ en (16), el ángulo del factor de potencia con corriente de salida máxima se obtiene:

$$\phi_{1,2,\dots,N} = \arctan \left(\frac{1}{Q_p} \right) \quad (19)$$

El valor del factor de calidad define la relación entre la potencia activa y la potencia reactiva manejada por cada sección del inversor. De este modo, un valor alto de Q_p reduce la energía reactiva en el convertidor resonante e incrementa el rendimiento. Sin embargo, alguna energía reactiva debe ser aceptada para asegurar el modo ZVS de todos los transistores. El valor mínimo del ángulo de factor de potencia ϕ_{zvs} depende del tiempo muerto t_d , de los transistores de conducción y de la frecuencia de conmutación.

$$\phi_{zvs} = \frac{t_d}{T_s} \cdot 360^\circ \quad (20)$$

La potencia compleja total, $S = S_1 + S_2 + \dots + S_N$, se calcula a través de,

$$S = P + jQ = \frac{2V_{dc}^2 Q_p}{\pi^2 Z_p N} \cdot \left\{ \left[\sum_{m=1}^N \cos \Psi_{m-1} \right]^2 + \left[\sum_{m=1}^N \sin \Psi_{m-1} \right]^2 \right\} + j \frac{2NV_{dc}^2}{\pi^2 Z_p} \quad (21)$$

7 RESULTADOS FINALES

En este apartado, se detallan los resultados obtenidos tras simular el circuito final escogido que es un convertidor resonante con cuatro fases en la etapa de entrada y un multiplicador de corriente con un rectificador en la etapa de salida. La simulación comprende una parte importante del diseño de un convertidor resonante, puesto que los resultados obtenidos se emplearán a la hora de diseñar diferentes componentes del circuito, como las bobinas de cada una de las fases o los enrollados del transformador.

7.1 ENTORNO DE DISEÑO

El software EDA (*Electronic Design Automation*) elegido para realizar las simulaciones no es otro que LTspice. El programa, desarrollado por la empresa fabricante de dispositivos electrónicos Linear Technology, ofrece la principal ventaja de ser un software libre, reduciendo considerablemente el coste final del proyecto. Además, su interfaz es bastante similar al de otros programas de simulación de pago, por lo que resulta una alternativa eficaz que nos permite trabajar igual de cómodo, a menor precio y llegar a los mismos resultados finales.

7.2 TECNOLOGÍA DE FABRICACIÓN

El convertidor resonante debe estar diseñado con una tecnología que se adapte a las necesidades que requiere el convertidor en cada parte del mismo. Este apartado está destinado a definir con exactitud las características generales de los distintos dispositivos que conforman el convertidor, ya que luego los emplearemos en los esquemáticos a la hora de realizar la simulación.

7.2.1 TRANSISTORES

Los transistores que forman parte de las distintas fases de la entrada son los que se exponen en la tabla inferior. De ellos nos interesan principalmente tres características: máxima intensidad de drenador que pueden llegar a conducir, máxima tensión que pueden llegar a bloquear, y resistencia en conducción. Esta última es muy importante, y nos interesa que sea lo más baja posible para no generar un exceso de pérdidas, aunque realmente son las otras dos las que marcan el precio final del dispositivo. Finalmente, se opta por elegir el transistor

MOSFET IRF840LC con: $V_{MAX} = 500 \text{ V}$; $I_D = 8\text{A}$; $R_{DS(ON)} = 0.83 \Omega$.

7.2.2 INDUCTANCIAS

En el libro “*Fundamentals of Power Electronics*” [4], se recoge un procedimiento para el diseño de inductancias denominado método de la Kgfe, gracias al cual podemos diseñar una bobina de un valor previamente establecido, con la ayuda de un núcleo de hierro. En este proyecto, nos valemos de dicho método para la realización de las bobinas de las distintas fases de la entrada. Para ello, emplearemos un núcleo ferro magnético 3C96, en un soporte RM12 (véase el documento Planos). Una vez hayamos manufacturado la inductancia, mediremos su valor real, así como su factor de calidad, obteniendo los siguientes resultados:

	$L_s (\mu H)$	Q
L_1	190,3	276
L_2	188,7	225
L_3	195	250
L_4	192,5	232

Tabla. 7.1 Características de las inductancias de entrada

En la tabla 7.1, se muestra el valor de inductancia y el factor de calidad característico obtenido en cada una de las fases. Como veremos en el apartado cálculos, se pretendía llegar a los $190\mu H$, por lo que se puede dar por válido el diseño.

7.2.3 MULTIPLICADOR DE CORRIENTE Y RECTIFICADOR

La etapa de salida de nuestro circuito, como ya se ha detallado durante el análisis de soluciones, está formada por un multiplicador de corriente y un rectificador.

El multiplicador de corriente está formado por cuatro bobinas de $75\mu\text{H}$ cada una. En este caso, no contamos con una tolerancia que nos permita diseñar a mano dichas inductancias, siendo necesario que su valor se aproxime lo máximo posible al determinado. Por ello, adquirimos las bobinas del fabricante Vishay, a través de Farnell, empresa distribuidora de productos electrónicos, las inductancias

IHLP8787MZ con: $L = 75\mu\text{H}$ y $r_{LF} = 30\text{ m}\Omega$ a 25°C .

Por otra parte, el rectificador está formado por cuatro diodos. Principalmente, deben tener la capacidad de conducir el nivel de intensidad que circula por la etapa de salida, que rondará los 5 amperios por cada uno. Por ello, tras valorar varios tipos de rectificadores, nos hemos decantado por los diodos de Schottky.

STPS60SM200CW de ST con: $V_D = 0.58\text{ V}$ y $r_D = 0.0037\Omega$.

En la hoja de características del integrado, se indica la corriente máxima que pueden soportar los diodos sin que estos sufran ningún daño, establecida en 30 amperios.

7.2.4 FILTRADO

Por último, hemos hablado de la necesidad de eliminar el rizado que se produce en la corriente de salida, dado que las fluctuaciones que tienen lugar no son adecuadas para un correcto proceso de carga de la batería.

Para realizar un filtrado de la misma, incorporaremos una capacitancia que, junto con las inductancias que forman parte del multiplicador de corriente, den lugar a un filtro LC paso bajo, que eliminará el rizado de la intensidad de salida, dejando un perfil de carga continuo. Para ello, utilizaremos un condensador $C = 220\text{ }\mu\text{F}$.

7.3 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR RESONANTE CON MULTIPLICADOR DE CORRIENTE

En este apartado se detallan las simulaciones aplicadas para el convertidor resonante, con cuatro fases en la etapa de entrada y un multiplicador de corriente en la etapa de salida, centrándonos al detalle en los puntos de mayor interés.

7.3.1 VALORES DE SIMULACIÓN

En la tabla 7.2, mostrada a continuación, se muestra los valores empleados para la misma.

V_{dc}	400 V	L	160 μ H
V_{bat}	14 V	L_1	1 mH
C	220 μ F	L_2	0,25 mH
C_s	1 μ F	L_3	75 μ H
C_p	40 nF	L_4	75 μ H
R	10 Ω		

Tabla. 7.2 Valores de simulación

7.3.2 SEÑALES DE MODULACIÓN

Al no ser posible simular las señales de control de los transistores, utilizaremos unas fuentes pulsantes para definir unas señales de modulación que nos permitan simular la conmutación de los transistores.

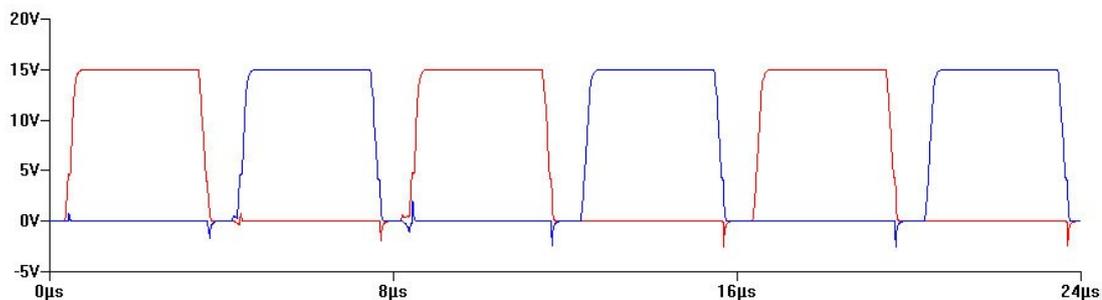


Fig. 7.1 Señales de modulación

La frecuencia de conmutación elegida es $\omega_p = 125$ kHz, por lo que el periodo será $T_p = 8$ s. Es importante a la hora de definir las señales de modulación evitar que se produzca un cortocircuito en la fuente de entrada. Por tanto, es preciso definir un tiempo de retraso que provoque que dos transistores que se encuentran en la misma fase se encuentren en estado de conducción en el mismo instante de tiempo.

7.3.3 CONMUTACIÓN A TENSIÓN CERO

Como ya comentamos en el apartado 5.3, una de las características que deben cumplir los transistores es la conmutación a tensión cero, donde los transistores empiezan a conducir cuando aún no se ha aplicado una tensión entre la puerta y la fuente. Esto se puede comprobar representando la tensión puerta-surtidor del transistor a la par que se muestra la intensidad de drenador, ambas en función del tiempo.

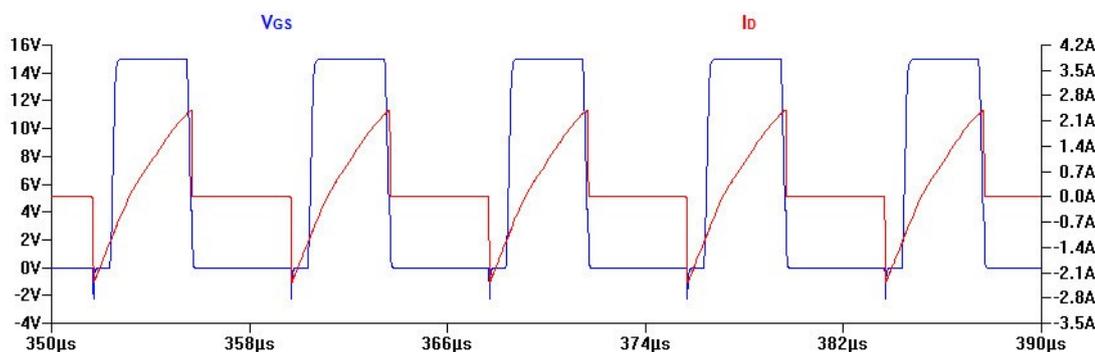


Fig. 7.2 ZVS

En la figura superior se puede ver como el transistor comienza a conducir cuando la tensión a través del transistor es todavía cero, evitando en parte las pérdidas que se producen durante la conducción de los transistores

7.3.4 INDUCTANCIAS DE ENTRADA

A la hora de diseñar las bobinas conectadas en serie a cada una de las fases, es necesario conocer el nivel de intensidad máximo que le atraviesa, para poder posteriormente calcular el número de vueltas de los enrollados,

así como la sección del cobre con el cual se realizan.

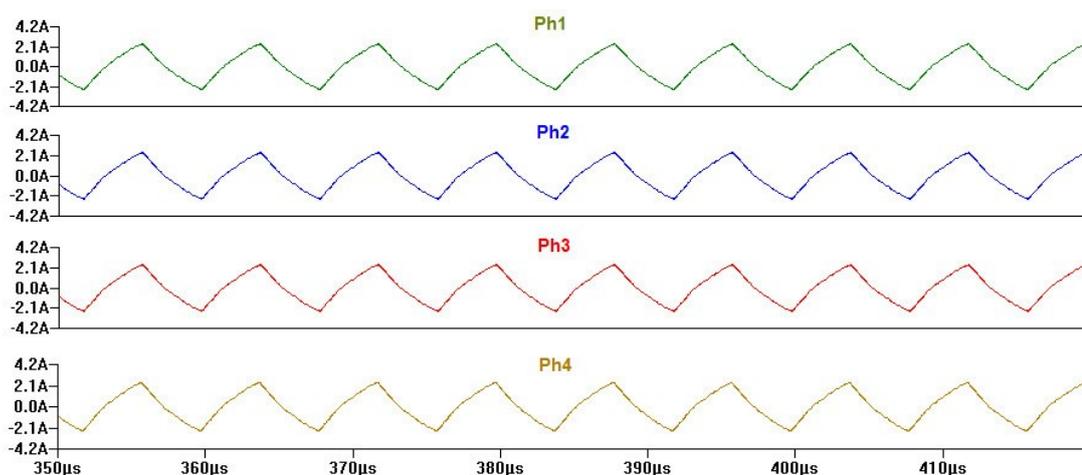


Fig. 7.3 Intensidad por cada fase

De la simulación se obtiene un nivel máximo de intensidad de $I_{\max} = 2,2A$ para cada bobina.

7.3.5 TENSIÓN EN EL CONDENSADOR EN PARALELO

Es importante controlar la tensión que soporta el condensador C_p . Esto nos ayudará a elegir un condensador apropiado, que sea capaz de soportar en bornes una tensión mayor que la máxima que nos indica la simulación.

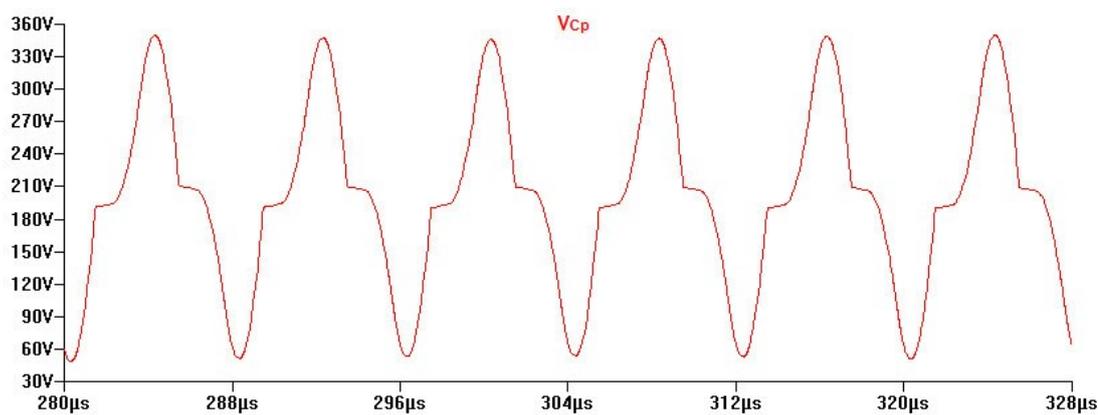


Fig. 7.4 Tensión en el condensador C_p

Por otra parte, en la rama en la que se sitúa el primario del transformador, conectamos un condensador en serie, con el fin de anular la corriente DC que circula por el enrollado primario. La forma de onda de la tensión del primario queda por tanto definida por la figura 7.5

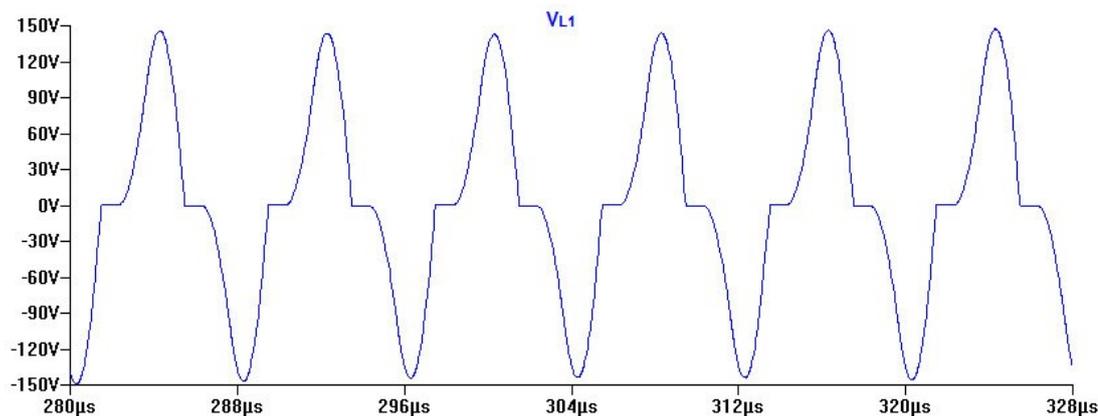


Fig. 7.5 Tensión en el primario

7.3.6 INTENSIDAD POR LOS ENROLLADOS DEL TRANSFORMADOR

Al igual que sucede con las bobinas de las fases de la entrada, es necesario conocer la máxima intensidad que atravesará cada uno de los bobinados. Tomaremos los valores obtenidos de la simulación para, posteriormente, desarrollar los cálculos que nos permitan conocer el número de vueltas de transformador y el área del cobre a utilizar.

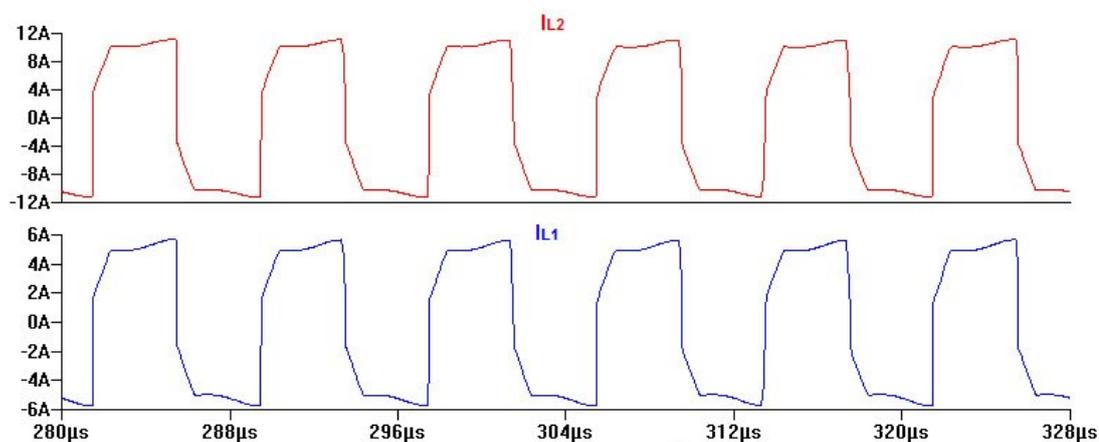


Fig. 7.6 Intensidad en los bobinados del transformador

7.3.7 MULTIPLICADOR DE CORRIENTE

Como ya se ha explicado con anterioridad, las bobinas que forman parte del multiplicador de corriente serán adquiridas a un distribuidor, consiguiendo así un valor de las mismas más aproximado. Aún así, es importante conocer a que frecuencia se produce el rizado de la corriente que

atraviesa estas bobinas, puesto que será eliminado con un filtro antes de llevar la corriente hasta la batería, ya que puede ocasionar daños durante el proceso de carga de la misma.

Esta intensidad, atraviesa los diodos encargados de rectificar la forma de onda y se suman en el borne de batería, la suma de las intensidades que cruzan los diodos producirá un pequeño rizado, motivo por el cual colocamos un condensador en paralelo con la batería.

7.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Como última parte del proceso, una vez se realiza la implementación del prototipo, se procede a conectar la entrada a una fuente de alimentación, y la salida a los bornes de la batería. Una vez alimentado el circuito, comienza el proceso de carga, donde iremos variando el desfase para observar los distintos niveles de intensidad que el cargador aporta a la batería, así como el rendimiento del circuito en cada punto del proceso. De esta forma, podremos contrastar las características reales de nuestro circuito una vez este ha sido implementado

7.4.1 MEDICIONES

Los resultados obtenidos durante el proceso de carga de la batería con un convertidor resonante de cuatro fases se muestran a continuación. Se han resaltado con un recuadro en rojo los valores medidos.

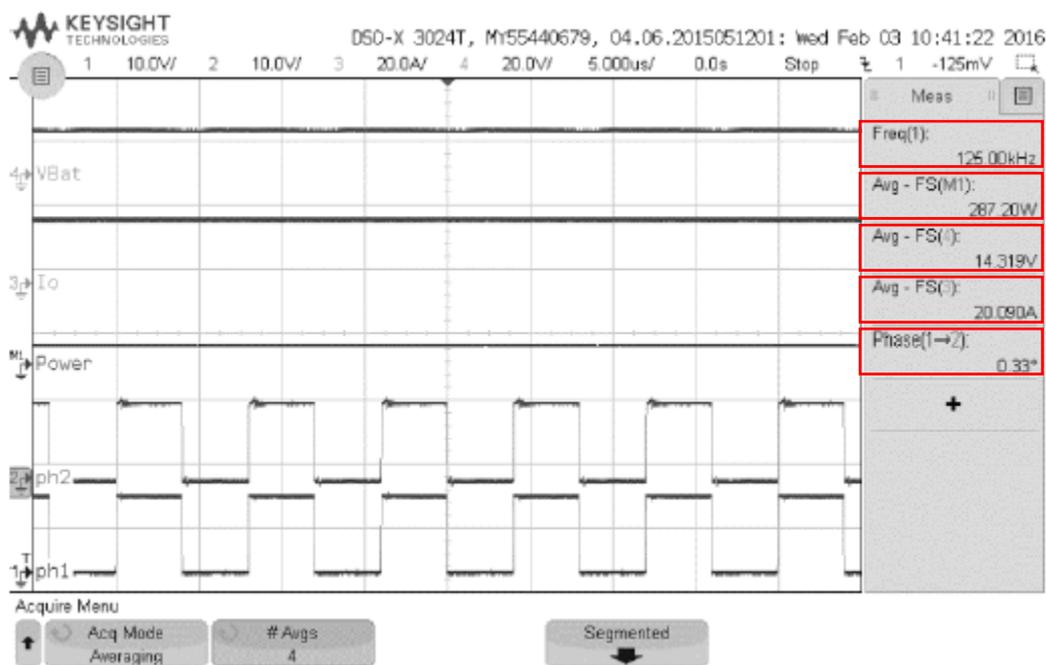


Fig. 7.7 Resultados experimentales con un desfase de $0,33^\circ$ e $I_0 = 20,09$ A

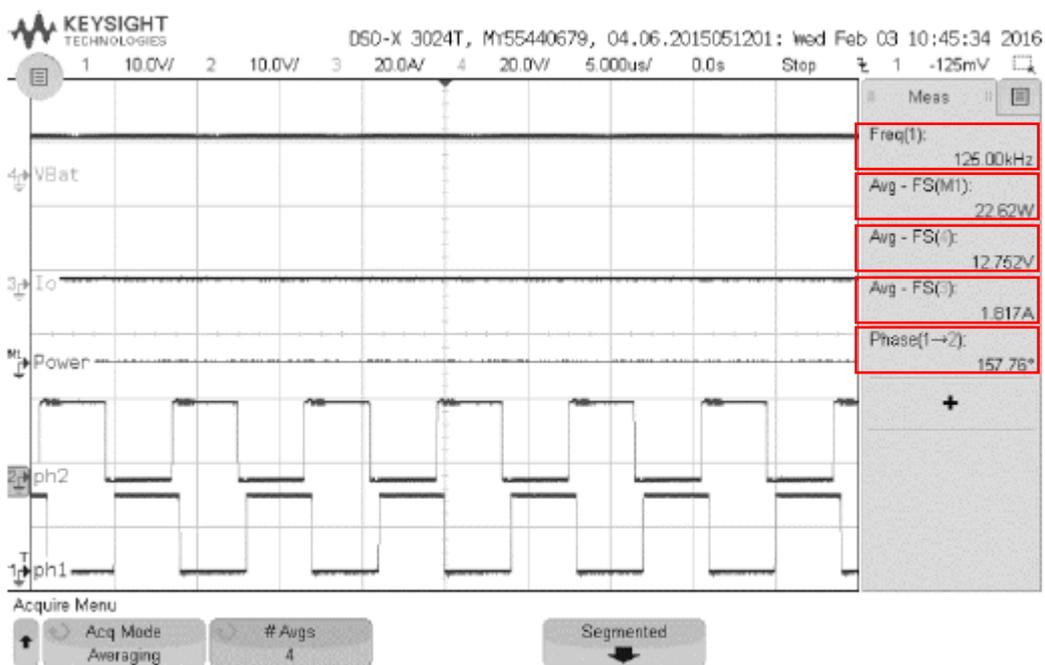


Fig. 7.8 Resultados experimentales con un desfase de $157,76^\circ$ e $I_0 = 1,817$ A

Procesamos los datos en una hoja de cálculo para esbozar gráficamente el rendimiento en función del desfase

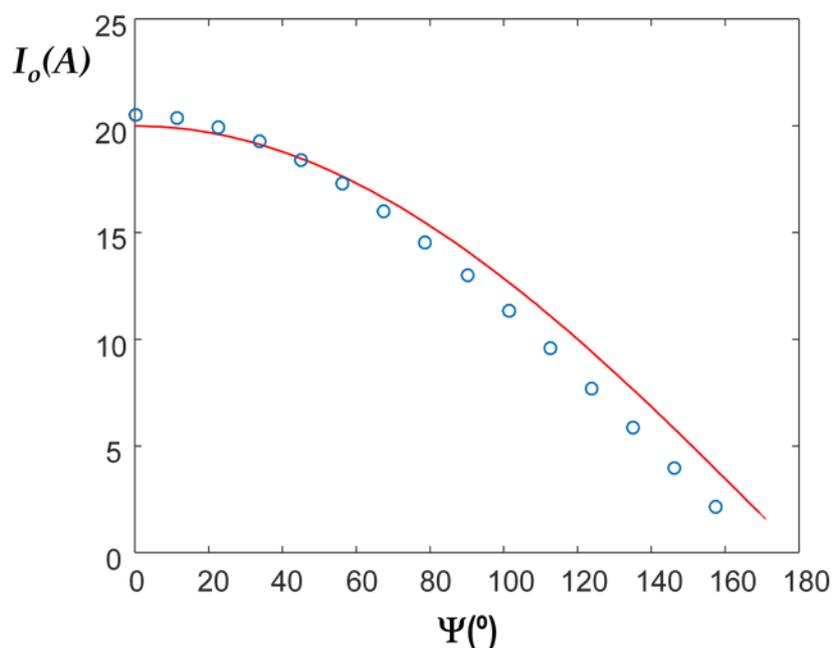


Fig. 7.9 Corriente de salida aportada a la batería en función del desfase

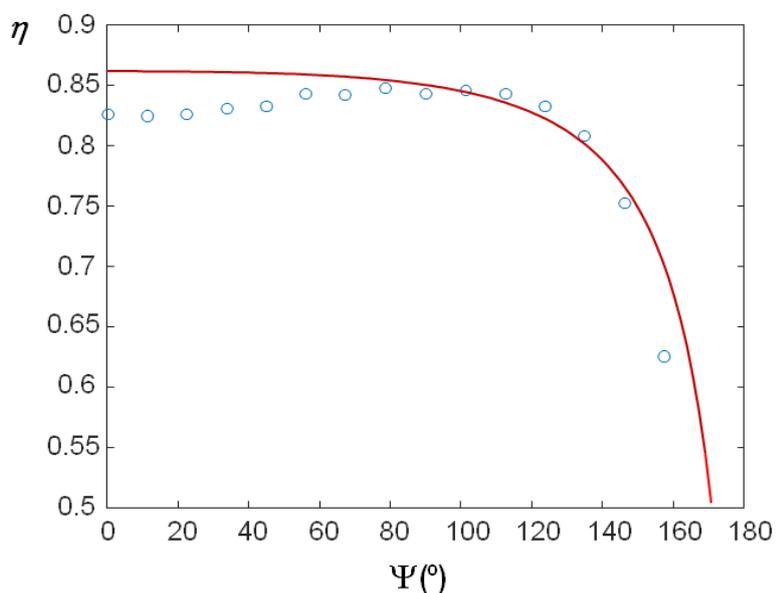


Fig. 7.10 Rendimiento en función del desfase

En las gráficas anteriores vemos las líneas rojas que son los valores teóricos y los círculos azules que son los valores medidos experimentalmente. El rendimiento máximo obtenido experimentalmente es $\eta_{\max} = 84\%$ y se consiguió con un desfase de $\Psi=101^{\circ}$

7.4.2 CONCLUSIONES

Se ha presentado el análisis y diseño de un convertidor resonante multifase para aplicaciones de carga de baterías. Mientras que la corriente de carga en lado AC se reparte entre cuatro secciones iguales, el circuito presenta una capacidad de alta corriente de salida utilizando MOSFETs de potencia de bajo coste. El rectificador de salida propuesto basado en un multiplicador de corriente además disminuye las pérdidas de conducción mediante el uso de elementos pasivos. El control se efectúa a frecuencia constante mientras mantenemos el modo de conmutación a tensión cero (ZVS) en cualquier punto del proceso. El convertidor está diseñado para cumplir con todos los requisitos para prolongar la vida útil de la batería y preservar su rendimiento.

Se ha comprobado experimentalmente como un aumento del número de dobladores en la etapa de salida conlleva efectivamente a un aumento del rendimiento del circuito.

El rendimiento experimental es menor que el valor teórico debido a las pérdidas del transformador, PCB y conectores entre otros, que no estaban incluidos en el modelo.

Documento N° 2:

ANEXO

Cálculos

ÍNDICE DEL ANEXO

1 OBJETO	1
2 BIBLIOGRAFÍA	2
3 REQUISITOS DE DISEÑO	3
3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS	3
3.2 ESPECIFICACIONES DE LA BATERÍA	3
4 RESULTADOS FINALES	4
4.1 PARÁMETROS DE DISEÑO	4

1 OBJETO

En la Memoria del presente proyecto se detalla el diseño de un convertidor resonante multifase LC_p con multiplicador de corriente a la salida, aplicado a la carga de baterías de Plomo-Ácido. Este Anexo tiene por objeto describir los procedimientos a seguir para calcular los valores de los elementos activos y pasivos del circuito.

2 BIBLIOGRAFÍA

- [1] C. Brañas, J. C. Viera, R. Sánchez, F. J. Azcondo, M. González, *“Multiphase Resonant Converter for Battery Charger Applications”*
- [2] R. Erickson, D. Maksimovic, *“Fundamentals of Power Electronics”* Second Edition, Springer Ed. 2001
- [3] Christian Brañas, Francisco J. Azcondo, Rosario Casanueva, *“Estudio del Comportamiento Dinámico de los Convertidores Resonantes”*
- [4] Christian Brañas, Juan C. Viera, Francisco J. Azcondo, Manuela González, *“Battery Charger Based on a Triple-LCp Resonant Converter”*
- [5] Christian Brañas, Juan C. Viera, Francisco J. Azcondo, D. Anseán, *“Multiphase Resonant Converter with Output Current Multiplier for Battery Charger Applications”*

3 REQUISITOS DE DISEÑO

3.1 CONSIDERACIONES PREVIAS

El convertidor resonante está diseñado para ser capaz de aportar la máxima corriente de carga. Por ello, es importante tener en cuenta las siguientes ecuaciones, las cuales nos marcan los valores de las principales características, así como de los componentes del circuito.

Como ya vimos en el apartado 6.1.1 de la Memoria en la figura 6.6:

TABLE I
PARAMETERS OF THE MULTIPHASE LC_p INVERTER

Parallel Resonant Frequency	Parallel Characteristic Impedance	Parallel Quality Factor
$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p/N}}$	$Z_p = \omega_p L = \frac{N}{\omega_p C_p}$	$Q_p = \frac{NR_{ac}}{Z_p}$

Fig. 6.6 Parámetros del Convertidor Resonante Multifase LC_p

Y recordamos la ecuación (11) del apartado 6.1.3:

$$I_o = \frac{nV_{dc}}{Z_p} \cdot N \quad (11)$$

3.2 ESPECIFICACIONES DE LA BATERÍA

Teniendo presente el perfil de carga de la batería que nos aporta el fabricante (ver figura 5.1):

- La diferencia de potencial en bornes máximo de la batería para evitar la saturación es de $V_{Bat(Max)}=14.4V$.
- La corriente máxima que debe aportar el convertidor según el perfil de carga es de 20 A.

4 RESULTADOS FINALES

Tal y como se detalla en [5], utilizamos el mismo proceso para calcular los componentes del circuito, así como los valores que definen sus principales características.

4.1 PARÁMETROS DE DISEÑO

- 1) Aunque la corriente máxima que el convertidor debe entregar a la batería es de 20A diseñaremos nuestro convertidor con un valor de $I_0=25A$ para tener un cierto margen.
- 2) La tensión de alimentación del convertidor es $V_{dc}=400V$ que es la tensión de salida de una etapa previa de PFC (*Power Factor Correction*).
- 3) La frecuencia de conmutación se fija en $\omega_p = 2\pi$ (125kHz)
- 4) La relación de transformación del transformador, n , y el número de fases, N , se calculan teniendo en cuenta el criterio de máximo rendimiento en la etapa inversora, $\eta_{I(max)}$. Sobre la sustitución de (11) y (12) en (16), $\eta_{I(max)}$ se obtiene como función de los parámetros del convertidor,

$$\eta_{I(max)} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 r I_o V_{Bat(Max)}}{2NV_{dc}^2} + \frac{2rI_o}{n^2 \pi^2 NV_{Bat(Max)}}} \approx \frac{1}{1 + \frac{2rI_o}{n^2 \pi^2 NV_{Bat(Max)}}} \quad (22)$$

- 5) Los transistores son IRF840LC de bajo coste con $r_{ds(on)}=0.83\Omega$. Considerando la ESR de los inductores resonantes, se asume como peor caso de $r=2\Omega$. Con la sustitución en (22), del par $n=2$ y $N=4$ el rendimiento sale $\eta_{I(max)} = 0.957$, suficientemente alto para lograr un rendimiento global por encima de $\eta=0.8$.
- 6) El rendimiento de la etapa rectificadora se calcula teniendo en cuenta el modelo de pérdidas de conducción del diodo de Schottky STPS60SM200CW de ST con $V_D=0.58V$ y $r_D=0.0037\Omega$.
- 7) Los inductores de filtro son Vishay IHLP-8787MZ con $L=75\mu H$ y $r_{LF}=30m\Omega$ a $25^\circ C$. Teniendo en cuenta el efecto de la temperatura, se

asume un valor de $r_{LF} = 150\text{m } \Omega$. Sustituyendo V_D , r_D , $V_{Bat(Max)}$, r_{LF} e $I_0 = 25\text{A}$ en (17), el rendimiento de la etapa rectificadora a corriente máxima de carga es $\eta_R = 0.902$ por lo que el rendimiento global es $\eta = \eta_i \eta_R = 0.863$.

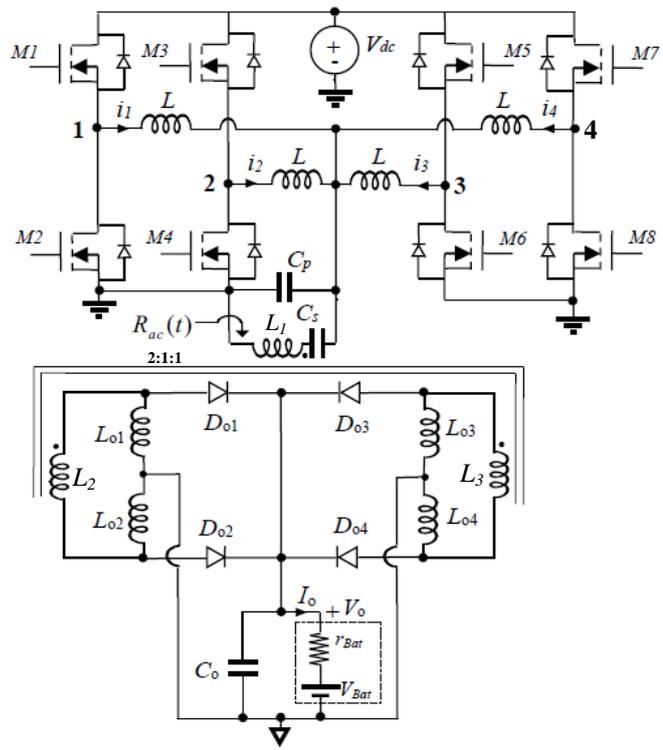
- 8) La impedancia característica se obtiene de (11). $Z_p = 128\Omega$.
- 9) El factor de calidad paralelo se calcula de (12), $Q_p = 0.355$, el cual nos da un valor inicial de los ángulos de factor de potencia $\phi_{1,2,3,4} = 70^\circ$, bastante alejados del valor mínimo $\phi_{zvs} = (0.7\mu\text{s}/8\mu\text{s}) 360^\circ = 31.5^\circ$.
- 10) De la Figura 6.6, los componentes reactivos son $L = Z_p/\omega_p = 163\mu\text{H}$ y $C_p = 4/\omega_p Z_p = 40\text{nF}$. El condensador de salida es $C_o = 220\mu\text{F}$.

Documento N° 3:

PLANOS

ÍNDICE DEL PLANOS

1	CONVERTIDOR RESONANTE CON MULTIPLICADOR DE CORRIENTE.....	1
2	TRANSFORMADOR.....	2
3	INDUCTANCIAS DEL MULTIPLICADOR DE CORRIENTE.....	3
4	INDUCTANCIAS DE ENTRADA.....	4



Componente	Referencia
V_{dc}	Alimentación (400 V.)
L	Bobina (160 μ H.)
M1, M2, M3, M4, M5, M6, M7 y M8	Transistores IRF840LC
C_s	Condensador (1 μ F.)
C_p	Condensador (40 nF.)
L_1, L_2 y L_3	Transformador (2:1:1)
L_{o1}, L_{o2}, L_{o3} y L_{o4}	Bobinas IHLP-8787MZ (75 μ H)
D_{o1}, D_{o2}, D_{o3} y D_{o4}	STPS60SM200CW
C_0	Condensador (220 μ F)



Título, Título suplementario
Convertidor Resonante con Multiplicador de Corriente

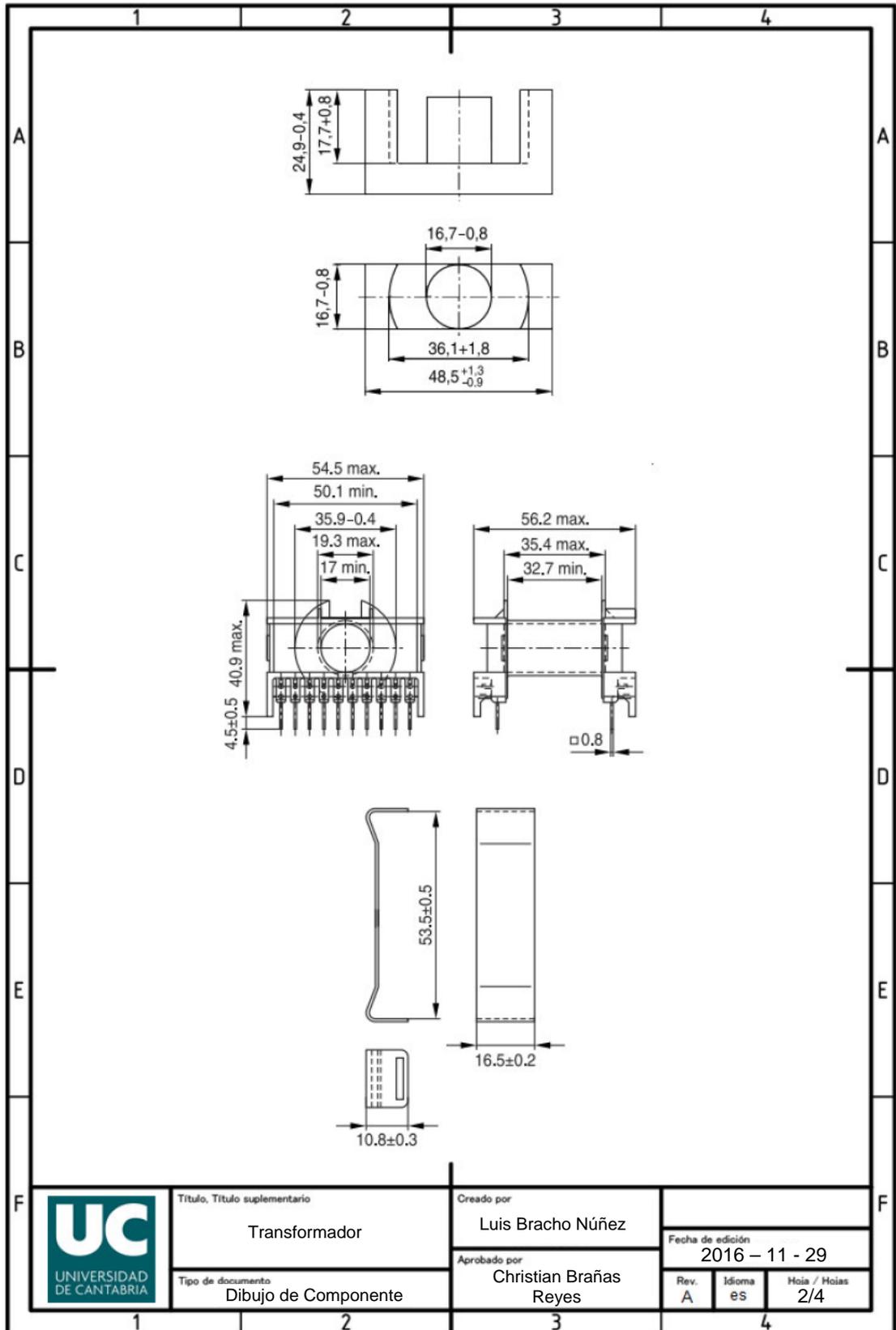
Tipo de documento
Esquemático Principal

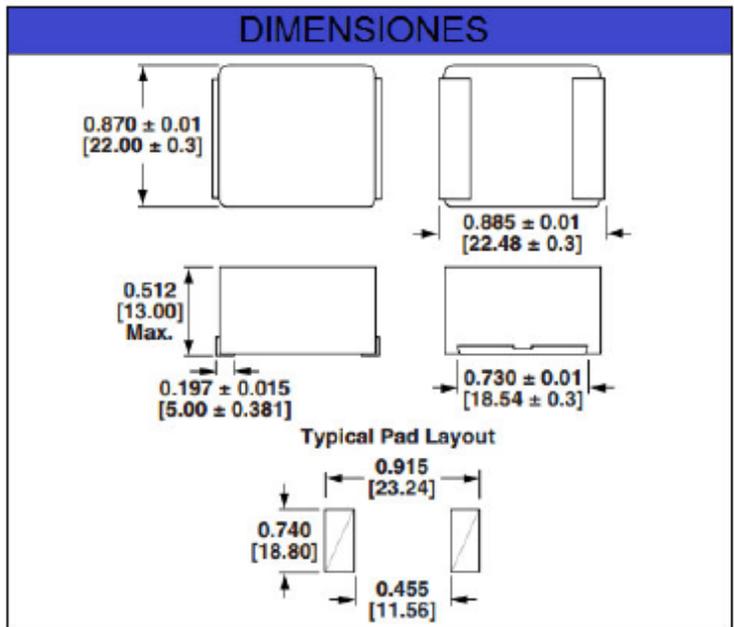
Creado por
Luis Bracho Núñez

Aprobado por
Christian Brañas Reyes

Fecha de edición
2016 - 11 - 29

Rev. Idioma Hoja / Hojas
A es 1/4





DESCRIPCION

IHLP-8787MZ-5A	100 µH	± 20 %	ER
Modelo	Valor	Tolerancia	Código



Título, Título suplementario
Inductancias del Multiplicador de Corriente

Tipo de documento
Dibujo de Componente

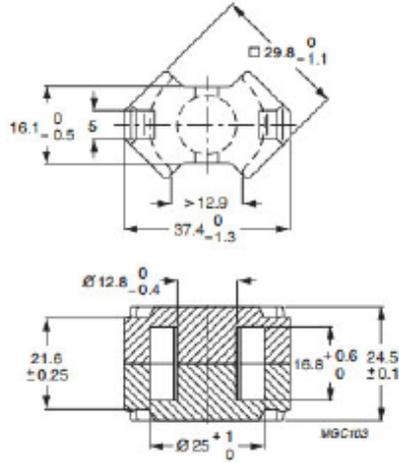
Creado por
Luis Bracho Núñez

Aprobado por
Christian Brañas Reyes

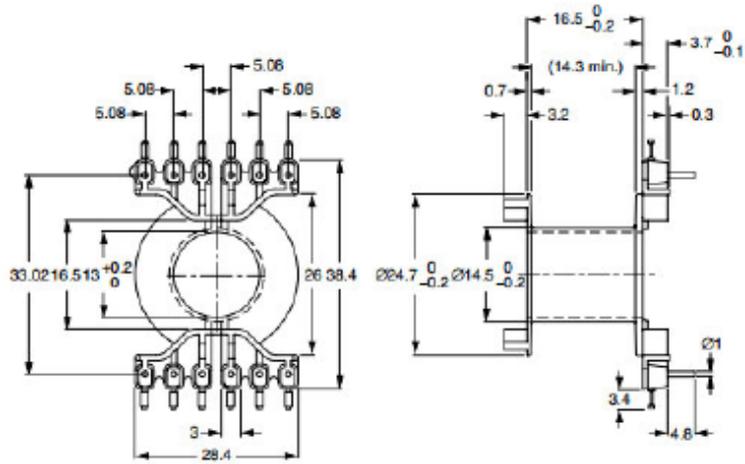
Fecha de edición
2016 - 11 - 29

Rev.	Idioma	Hoja / Hojas
A	es	3/4

Núcleo del Transformador



Sujección del Núcleo



Título, Título suplementario
Inductancias de Entrada

Tipo de documento
Dibujo de Componente

Creado por
Luis Bracho Núñez

Aprobado por
Christian Brañas Reyes

Fecha de edición
2016 - 11 - 29

Rev.	Edición	Hoja / Hojas
A	es	4/4

Documento N° 4:

**PLIEGO DE
CONDICIONES**

ÍNDICE DEL PLIEGO DE CONDICIONES

1 DISPOSICIONES GENERALES	1
1.1 RESUMEN DEL PROYECTO	1
1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES	1
2 CONDICIONES TÉCNICAS	2
2.1 ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR	2
2.2 CARACTERÍSTICAS DEL CIRCUITO	2
2.3 CONDICIONES DE EJECUCIÓN	3
2.4 PRECAUCIONES DE USO	3
3 CONDICIONES LEGALES	4
3.1 USO DEL CONVERTIDOR	4
3.2 PROPIEDAD INTELECTUAL	4
4 CONDICIONES ECONÓMICAS	5

1 DISPOSICIONES GENERALES

1.1 RESUMEN DEL PROYECTO

El proyecto consiste en el diseño e implementación de un circuito convertidor de potencia en su aplicación como cargador de baterías de Plomo-Ácido. El circuito se encarga de transformar las características de entrada de tensión e intensidad, en las apropiadas para realizar el proceso de carga de la batería cumpliendo con los perfiles de carga establecidos.

El circuito se compone de una etapa inversora acoplada a un transformador, elevando la tensión e intensidad que circula por esta parte del convertidor, enlazándolo con una etapa rectificadora, que adapta las características de la tensión e intensidad a las adecuadas para la carga de baterías de Plomo-Ácido.

El diseño de la etapa de salida se ha implementado sobre una placa de matriz de puntos, mientras que para la parte inversora se ha empleado una PCB utilizada en investigaciones anteriores. Con esto se consigue acortar el tiempo necesario hasta obtener unos primeros resultados experimentales.

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El Pliego de Condiciones establece los mínimos legales que deben satisfacerse para ejecutar el proyecto.

Las condiciones recogidas en este documento serán aplicables durante el proceso de diseño, fabricación y verificación del prototipo, así como de las tareas internas o externas derivadas de la ejecución.

2 CONDICIONES TÉCNICAS

2.1 ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR

Actualmente, el convertidor se alimenta a través de una fuente de alimentación, la cual simula una señal de entrada alterna de 230 voltios de amplitud y 50 hercios de frecuencia, imitando las características de la red. En el futuro, se prevé un diseño de una etapa correctora del factor de potencia, que facilite la conexión del circuito a la red eléctrica.

2.2 CARACTERÍSTICAS DEL CIRCUITO

Es necesario tener en cuenta una serie de precauciones para la correcta utilización y funcionamiento del circuito. Las conexiones entre los diversos componentes de la etapa de salida se realizan soldando hileras de estaño a lo largo de la placa, simulando las pistas de una PCB. Estas hileras se refuerzan soldando una gran cantidad de estaño a su alrededor, aumentando la sección de estaño y por ende, la cantidad de corriente que puede pasar a través.

Como precaución, se han realizado medidas con una cámara térmica, las cuales han determinado que las pistas no se calientan por encima de los 70 °C con el circuito en funcionamiento. Se trata de una temperatura excesivamente elevada, aunque permite un correcto funcionamiento del circuito, se estima que puede ser la causante de no alcanzar experimentalmente los resultados obtenidos durante el proceso de simulación.

Este problema se solventaría con el diseño y fabricación de una PCB que albergase conjuntamente las etapas de entrada y salida del circuito, así como el transformador, rigiéndose por las normas de diseño de las placas de circuito impreso, las cuales establecen una anchura mínima en las pistas en función del amperaje que vaya a atravesarla, contemplando también la creación de planos de cobre, sobre los cuales puede circular una mayor cantidad de corriente.

2.3 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El proyecto debe ejecutarse de acuerdo al diseño descrito en la Memoria. Cualquier variación del mismo puede conducir a un incorrecto funcionamiento del convertidor.

No obstante, modificaciones parciales como el diseño de una PCB para implementar la etapa de salida del mismo podrían incluso llegar a mejorar el rendimiento del mismo.

2.4 PRECAUCIONES DE USO

El circuito implementado no puede ser alimentado con tensiones por encima de las establecidas como máximas. De lo contrario, se podrían producir diversos fenómenos que repercutan en su correcto funcionamiento, como rotura de aislantes, quemar las líneas de conducción, o incluso podrían explotar los condensadores electrolíticos albergados en el mismo si llegasen a soportar una tensión en bornes superior a la establecida por sus características.

3 CONDICIONES LEGALES

3.1 USO DEL CONVERTIDOR

El proyecto establece el diseño de un Convertidor Resonante Multifase de cuatro fases, con un multiplicador de corriente en su etapa de salida. Su carácter es de prototipo electrónico, por lo que carece de los correspondientes permisos para ser utilizado de manera formal en los procesos de carga de baterías de Plomo-Ácido.

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

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

3.2 PROPIEDAD INTELECTUAL

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

4 CONDICIONES ECONÓMICAS

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

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

Documento N° 5:

PRESUPUESTO

ÍNDICE DEL PRESUPUESTO

1	COSTES DIRECTOS	1
1.1	MANO DE OBRA DIRECTA	1
1.2	MATERIAS PRIMAS	1
1.3	PUESTO DE TRABAJO	2
2	COSTES INDIRECTOS	4
2.1	MANO DE OBRA INDIRECTA	4
2.2	GASTOS GENERALES	4
2.3	GASTOS SOCIALES	4

1 COSTES DIRECTOS

1.1 MANO DE OBRA DIRECTA

En base a los salarios pactados, y de acuerdo con el número de horas trabajadas, se obtiene la siguiente tabla, donde se muestran los costes derivados de la mano de obra directa del proyecto.

1 Ingeniero

Sueldo Bruto: 15€/h

Horas trabajadas: 678h

Coste total = **10.170€**

El coste total de la Mano de Obra Directa (MOD) asciende a **diez mil ciento setenta euros**.

1.2 MATERIAS PRIMAS

Para la realización de este proyecto, ha sido necesario adquirir las siguientes materias primas, descritas en el quinto documento de este proyecto.

Ids.	Descripción	Cantidad	Precio	
			Unitario	Total
ID 0.001	Bobinas de entrada (RM12+3C96)	4	3,70 €/ud.	14,80 €
ID 0.002	Transistores de conmutación (MOSFET IRF840LC)	8	1,50 €/ud.	12 €
ID 0.003	Transformador (ETD49)	1	2,58 €/ud.	2,58 €
ID 0.004	Bobinas del multiplicador (Vishay IHLP-8787MZ)	4	8,12 €/ud.	32,48 €
ID 0.005	Condensador electrolítico del filtro de salida	1	7,64 €/ud.	7,64 €
ID 0.006	Condensadores de polipropileno (MKP)	2	1,36 €/ud.	2,72 €
ID 0.007	Placa de matriz de puntos	1	2,75 €/ud.	5,50 €
ID 0.008	Disipadores de potencia	9	3,74 €/ud.	33,66 €
Coste Total de las Materias Primas				111,38 €

El coste total de las Materias Primas (MP) asciende a **ciento once euros con treinta y ocho céntimos**.

1.3 PUESTO DE TRABAJO

El uso de equipos informáticos, así como el instrumental de laboratorio empleado o la simple presencia del trabajador en su puesto, acarrean un coste energético en forma de electricidad. En este caso, contabilizamos 0,53€ por cada hora de trabajo.

Horas trabajadas: 678h

Coste energético = 359,34€

Además, se debe prever un coste de amortización de los equipos empleados durante el proyecto. Los equipos tenidos en consideración a la hora de realizarla son los expuestos en la siguiente tabla:

Equipos empleados	Precio
Equipo informático	1.500 €
Coste Total	1.500 €

Tomando como ciclo de vida del equipo un periodo de seis años, y siendo cinco meses los necesarios para la consecución del proyecto, los costes de amortización ascienden a un total de:

Coste de amortización = 104,17€

Asimismo, el coste anual de renovación de las licencias del software de los programas empleados en el proyecto es de 4300 €. Por lo que el coste de 5 meses es:

Coste de Licencias = 1791,67 €

En conclusión:

Coste Total del Puesto de Trabajo = 359,34+ 104,17 + 1791,67 = **2.255,18 €**

El coste total del puesto de trabajo (PT) es de **dos mil doscientos cincuenta y cinco euros con dieciocho céntimos**

2 COSTES INDIRECTOS

2.1 MANO DE OBRA INDIRECTA

Para un grupo de investigación, suponiendo que este proyecto es uno de los cinco que se lleven a cabo en el transcurso de un año, se puede suponer que la inversión en MOD de este proyecto frente al total anual es del 20 %. Por tanto, si el coste anual del MOI asciende a un total de 15.500€:

$$\text{Coste MOI} = 15.500 \text{ €} \times 20\% = \mathbf{3.100 \text{ €}}$$

2.2 GASTOS GENERALES

Los gastos generales también pueden deducirse del tanto por ciento que supone el coste en MOD. Teniendo en cuenta que los gastos generales de una PYME suelen ascender a unos 6500 €. Por tanto, los gastos generales del proyecto ascienden a la cantidad de:

$$\text{Gastos Generales} = 6.500 \text{ €} \times 20\% = \mathbf{1.300 \text{ €}}$$

2.3 GASTOS SOCIALES

Por último, los gastos sociales del proyecto, dado que afectan tanto a la mano de obra directa como a la indirecta, se tendrán en cuenta los porcentajes de gasto en MOD y MOI. Considerando una cuantía de gasto social anual de 8.700 €

$$\begin{aligned} \text{Gastos Sociales} &= \text{Gasto Social anual} \cdot \frac{(MOD + MOI)_{PROYECTO}}{(MOD + MOI)_{GASTOS ANUALES}} \\ &= 8.700 \text{ €} \cdot \frac{10.170 + 1.300}{\left(\frac{10.170}{20\%} + 15.500\right)} = \mathbf{1.503,98 \text{ €}} \end{aligned}$$