

Sistema de ecualizado de celdas de baterías basado en el concepto de trampa de onda

M. Arias, D. Bretón, M.M. Hernando
SEA Research Group
University of Oviedo
Gijón, Spain
ariasmanuel@uniovi.es

U. Viscarret
Control Engineering and Power
Electronic Department
IKERLAN
Mondragón- Spain

Iñigo Gil
Drives-R&D
Elevator Innovation Center
ORONA
Hernani, Spain

Abstract.— Los ecualizadores permiten que todas las celdas conectadas en serie en una batería se carguen a su máxima capacidad, incluso en el caso de que presenten pequeñas diferencias en este parámetro debido a diversos factores como pueden ser el envejecimiento, la temperatura, el proceso de fabricación, etc. Los ecualizadores activos presentan un rendimiento superior al de los ecualizadores pasivos. Sin embargo, deben usar un mayor número de interruptores controlados para llevar a cabo su función, número que se incrementa a medida que aumentan las prestaciones del ecualizador. En este artículo se estudia la posibilidad de usar el concepto de trampa de onda, ampliamente empleado en el mundo de las telecomunicaciones y las antenas, como punto de partida para el desarrollo de ecualizadores. Su principal ventaja radica en que estos ecualizadores pueden emplear la frecuencia, y no un elevado número de interruptores controlados, como variable que permite definir qué celda será cargada por el ecualizador en cada instante. Para probar la validez del concepto propuesto, en este artículo también se propone un ecualizador basado en una estructura en medio puente. Por lo tanto, tan sólo es preciso emplear dos interruptores en su construcción. Se ha desarrollado un prototipo que permite ecualizar hasta cuatro celdas conectadas en serie.

I. INTRODUCCIÓN

Las baterías de Li-ión son ampliamente utilizadas debido a su eficiencia de carga y su densidad de energía. Una batería se compone de celdas que se conectan en paralelo para incrementar la capacidad total de la batería y/o en serie para aumentar su tensión de salida total [1]. Teóricamente todas las celdas son iguales entre sí, pero en la práctica presentan diferencias tanto en su capacidad real como en su impedancia interna [2]. Su envejecimiento también es distinto, lo que implica que las diferencias de capacidad e impedancia pueden agravarse a lo largo del tiempo.

Cuando las celdas están conectadas en serie, la diferencia en sus capacidades puede implicar que la capacidad total (i.e., capacidad de la batería) se vea reducida. El motivo es que el proceso de carga debe detenerse en cuanto una de las celdas está completamente cargada, dejando al resto de celdas parcialmente cargadas y haciendo que la batería no haya almacenado la cantidad máxima de energía que teóricamente podría [3].

Los ecualizadores son sistemas que permiten asegurar que todas las celdas conectadas en serie se cargan al máximo de su capacidad, incluso en el caso de presentar capacidades distintas. Los ecualizadores pueden clasificarse en dos categorías: pasivos y activos [4]. Los primeros se basan en disipar energía en aquellas celdas que han alcanzado el máximo de su capacidad, permitiendo continuar con el proceso de carga del resto sin riesgo a que las ya cargadas sobrepase su capacidad [5]. El reducido coste y un sistema de control sencillo son las principales ventajas de este tipo de ecualizadores. Sin embargo, su rendimiento es muy bajo debido a la cantidad de energía disipada. Por otro lado, el número de interruptores controlados necesarios para su funcionamiento no es necesariamente bajo.

Los ecualizadores activos, por su parte, presentan el mayor rendimiento ya que se basan en trasladar energía de unos elementos de la batería a otros hasta que todas las celdas alcanzan el estado de máxima carga. Por ejemplo, se puede trasladar energía entre dos celdas (de una muy cargada a otra menos cargada) o desde la batería hacia una celda poco cargada. Esta transferencia de energía puede lograrse de diversas formas. Una opción es usando componentes reactivos (condensadores [5], [6] o bobinas [7]) para almacenar la energía que se quiere transferir. Otra es emplear convertidores tradicionales [8]-[10]. En todos los casos, el número de componentes y el coste asociado es muy elevado, así como la complejidad del sistema de control.

Analizando el número de componentes en detalle, las soluciones basadas en bobinas o condensadores necesitan un número de componentes reactivos similar al número de celdas a ecualizar [7]. El número de interruptores controlados es del mismo orden de magnitud. Es posible desarrollar topologías con un único elemento reactivo [6], [11], pero en ese caso el número de interruptores controlados aumenta, ya que es preciso que el sistema pueda cambiar la celda que se conecta al elemento reactivo en cada momento. Como resultado, el número total de componentes realmente no se reduce. El número total de componentes (interruptores controlados, diodos y componentes reactivos) es también elevado en los ecualizadores basados en convertidores [1], [10]. Además, el uso de un único convertidor desemboca en el problema antes mencionado,

pues el sistema debe poder cambiar las celdas que se conectan a la entrada y/o salida del convertidor [3], [8].

En este artículo se estudia la posibilidad de emplear el concepto de trampa de onda [12] en el desarrollo de equalizadores de celdas de batería. Se trata de un concepto ampliamente usado en el mundo de las telecomunicaciones y cuya finalidad es que las antenas puedan “desconectar” parte de sus elementos dependiendo de la frecuencia de las ondas que captan. El objetivo de aplicar este concepto en los equalizadores es reducir el número de interruptores controlados manteniendo las ventajas inherentes a un equalizador activo. Como prueba de concepto, en este artículo también se incluye una topología basada en las trampas de onda y en una estructura en medio puente. Por lo tanto, no es preciso emplear un complejo sistema de interruptores controlados para fijar la celda que es cargada por el equalizador. La frecuencia de conmutación de los dos interruptores del medio puente es la variable de control que permite decidirlo. No sólo el número de interruptores controlados se reduce drásticamente, sino que el sistema de control también se ve beneficiado ya que no es necesario controlar un elevado número de interruptores referidos a una tensión flotante.

El hecho de emplear la frecuencia como variable de control implica que el número de celdas que se puede equalizar para un rango de frecuencia determinado está limitado, especialmente si se tiene en cuenta la tolerancia en los componentes. Como se verá más adelante, la alta selectividad de las trampas permite afrontar este problema de manera efectiva, aumentando el número de celdas que pueden gestionarse dentro de un rango de frecuencias dado.

La precisión de los equalizadores basados en trampas de onda es elevada, permitiendo una carga precisa de todas las celdas conectadas. Existen equalizadores activos con un único interruptor, como el propuesto en [9], basado en un convertidor *Flyback* de varias salidas. El principal problema de estas topologías es que la carga de cada celda no se controla de forma activa e independiente. Depende del nivel de tensión de cada celda y de la inductancia de dispersión de

la salida a la que está conectada. Dado que no es un parámetro totalmente controlable en diseño, es probable que aparezcan desequilibrios entre las celdas [4]. El uso de trampas de onda implica que la inductancia de dispersión deja de ser un problema, ya que el equalizador puede decidir, de forma activa, qué celda se carga en cada momento.

Este artículo se organiza del siguiente modo. En la sección II se da una breve explicación del concepto de trampa de onda aplicado a equalizadores de baterías. En la sección III se da una descripción detallada de la topología propuesta como prueba de concepto. La sección IV recoge todos los resultados experimentales y la sección V se centra en las conclusiones extraídas.

II. DESCRIPCIÓN DEL CONCEPTO PROPUESTO

La finalidad de emplear el concepto de trampa de ondas en equalizadores de baterías es poder elegir la celda a cargar mediante la frecuencia de conmutación del sistema. En la Fig. 1 se muestran trampas conectadas en serie. Cada trampa se compone de un condensador y una bobina conectados en paralelo. Por lo tanto, la impedancia de cada trampa puede expresarse como:

$$Z_i(\omega) = \frac{j\omega L_i}{1 - \omega^2 L_i C_i} \quad (1)$$

donde $Z_i(\omega)$ es la impedancia de la trampa i para la pulsación ω y L_i y C_i son la inductancia y la capacidad de la bobina y el condensador de dicha trampa. Como se puede ver, cada trampa tiene un cero en el origen (que introduce una pendiente de +20 dB/dec) y dos polos situados a la misma frecuencia, dejando una pendiente de -20 dB/dec tras la frecuencia de resonancia de la trampa, f_i , que puede definirse como:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_i C_i}} \quad (2)$$

Cada trampa se diseña para que su frecuencia de resonancia sea distinta de la frecuencia de resonancia del resto de trampas (Fig. 1b). Si al conjunto de trampas conectadas en serie se le aplica una tensión sinusoidal de una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia de una de las trampas, entonces esa trampa mostrará una impedancia muy superior a la impedancia del resto de trampas (véase Fig. 1b). Por lo tanto, esta trampa soportará casi toda la tensión aplicada al conjunto, mientras que el resto de trampas, en virtud de su baja impedancia a esa frecuencia, soportarán una tensión cercana a cero.

Este sencillo concepto puede emplearse en equalizadores de baterías mediante un circuito como el mostrado en la Fig. 2a. Una estructura en medio puente se ha conectado al conjunto de trampas y será la encargada de suministrarle la tensión de la frecuencia necesaria. En las trampas, las bobinas han sido sustituidas por transformadores, ya que la conexión en serie de las celdas a equalizar implica que la salida de cada trampa debe estar aislada. La frecuencia de resonancia pasa a estar definida por tanto por la inductancia

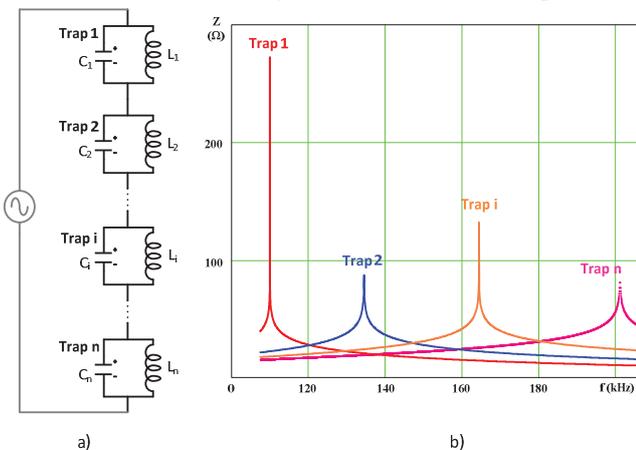


Fig. 1. a) Conjunto de n trampas (en gris, fuente de tensión sinusoidal); b) Impedancia de las n trampas en función de la frecuencia de la fuente de tensión senoidal aplicada.

magnetizante del transformador (despreciado la inductancia de dispersión debido a su bajo valor) y, como antes, por el condensador. El uso de transformadores también permite que la entrada del medio puente esté conectada al conjunto de celdas directamente. Esto implica que el ecualizador propuesto extrae energía del conjunto de celdas (i.e., batería) y la inyecta en la celda menos cargada.

Como se puede deducir fácilmente, la frecuencia de

conmutación de los interruptores del medio puente es la frecuencia de la tensión que se aplica al conjunto de trampas. Por lo tanto, la frecuencia de conmutación del medio puente es la variable de control que define la trampa activa, es decir, la trampa que soporta la tensión aplicada al conjunto. Esta tensión se ve reflejada en el secundario del transformador y se puede usar para cargar la celda de batería conectada a dicha trampa. Para ello, tan sólo es preciso que alcance un valor mayor que la tensión de la celda y polarice directamente el diodo rectificador. De hecho, la amplitud de esta tensión determina la cantidad de energía inyectada a la celda en cada ciclo de conmutación y, por tanto, puede ser usada para controlar el proceso de carga (se explicará en la siguiente sección). El resto de celdas del sistema no se ven afectadas por el ecualizador ya que las tensiones que soportan sus respectivas trampas son muy bajas y, por tanto, no llegan a polarizar directamente los diodos. Es decir, el sistema puede definir qué celda cargar en cada momento y la magnitud de esa carga.

III. ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA PROPUESTA.

Realmente, la tensión suministrada por el medio puente (V_{HB} en Fig. 2a) no es una tensión sinusoidal tal y como se supuso en la explicación anterior por razones de simplicidad. Se trata de una forma de onda cuadrada. Por lo tanto, para poder asegurar que la tensión aplicada al conjunto serie de trampas es una tensión sinusoidal, es preciso añadir la inductancia L_H (Fig. 2a). Esta bobina, junto con todas las trampas que tengan un comportamiento inductivo a la frecuencia de conmutación del medio puente, soporta todos los armónicos de V_{HB} de orden superior al fundamental. Por lo tanto, la tensión en la trampa escogida será la componente armónica fundamental de dicha tensión (Fig. 2b y Fig. 2c). Esto permite simplificar el análisis de la topología y considerar sólo ese primer armónico, de un modo similar a como se hace en el análisis de convertidores resonantes [13]-[14].

El control de los MOSFETs del medio puente sigue un patrón asimétrico [15]-[17], es decir, son señales de gobierno complementarias. Por lo tanto, si D es el ciclo de trabajo asociado al MOSFET M_1 , $(1-D)$ será el ciclo de trabajo de la señal de gobierno de M_2 . Si se analiza el balance voltio-segundo en los componentes inductivos, se llega a la conclusión de que las tensiones de los condensadores de entrada C_1 y C_2 satisfacen [16]:

$$V_{Cin_1} = (1-D) \cdot V_{in} = (1-D) \cdot V_{bat} \quad (3)$$

$$V_{Cin_2} = D \cdot V_{in} = D \cdot V_{bat} \quad (4)$$

donde V_{Cin_1} y V_{Cin_2} son las tensiones de los condensadores C_{in_1} y C_{in_2} , y V_{in} es la tensión de entrada del medio puente (en este caso, igual a V_{bat}). Estas tensiones permiten la forma de onda de la tensión $V_{HB}(t)$, tal y como se muestra en la Fig. 3a. El análisis de Fourier de esta tensión lleva a:

$$v_{HB_h1}(t) = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2\pi f_{sw} t + \Phi_{sw}) \quad (5)$$

donde:

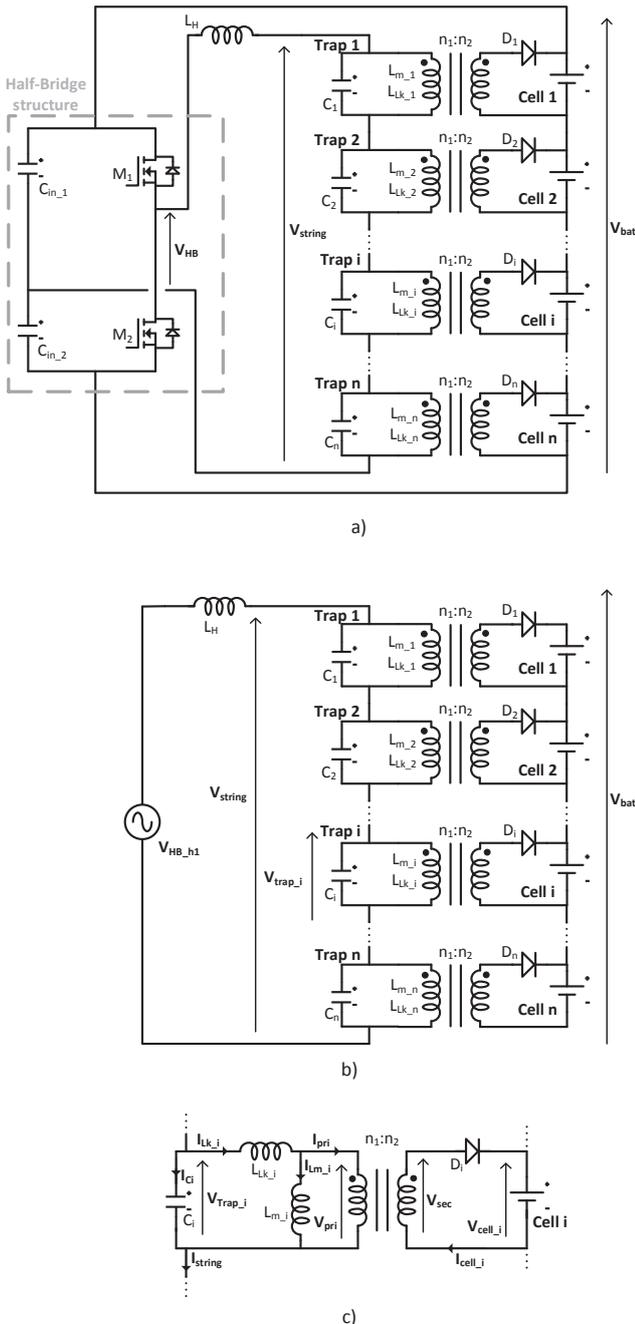


Fig. 2. a) Esquema del ecualizador propuesto; b) Circuito equivalente; c) Detalle de la trampa i , incluyendo la inductancia de dispersión y magnetizante de su transformador.

$$A_{h1}(D, V_{in}) = \frac{2 \cdot V_{in}}{\pi} \cdot \sin(\pi \cdot D) \quad (6)$$

Φ_{sw} es el desfase definido por el análisis de Fourier y $V_{HB_h1}(t)$ es el primer armónico de $v_{HB}(t)$. En la Fig. 3a se muestra esta componente armónica para la forma de onda cuadrada representada.

El medio puente siempre opera con una frecuencia de conmutación f_{sw} igual a la frecuencia de resonancia f_i de una de las trampas (aquella conectada a la celda más descargada). Por lo tanto:

$$v_{HB_h1}(t) = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t + \Phi_{sw}) \quad (7)$$

A la frecuencia de conmutación f_i , la impedancia de las trampas no escogidas es muy baja, así como la impedancia de L_{H1} . Por lo tanto, la tensión en la trampa escogida, $V_{Trap_i}(t)$, es prácticamente igual a $V_{HB_h1}(t)$:

$$v_{Trap_i}(t) = v_{HB_h1}(t) = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t + \Phi_i) \quad (8)$$

Las ecuaciones (6) y (8) muestran que la amplitud de $v_{Trap_i}(t)$ puede controlarse mediante el ciclo de trabajo D . En la Fig. 3b se muestra la relación existente entre ambas variables. Como puede apreciarse, ciclos de trabajo entre 0,5 y 1,0 ofrecen la misma amplitud que ciclos de trabajo en el rango entre 0,5 y 1,0. Por lo tanto, sólo uno de esos rangos resulta útil a la topología. En concreto, en el caso planteado

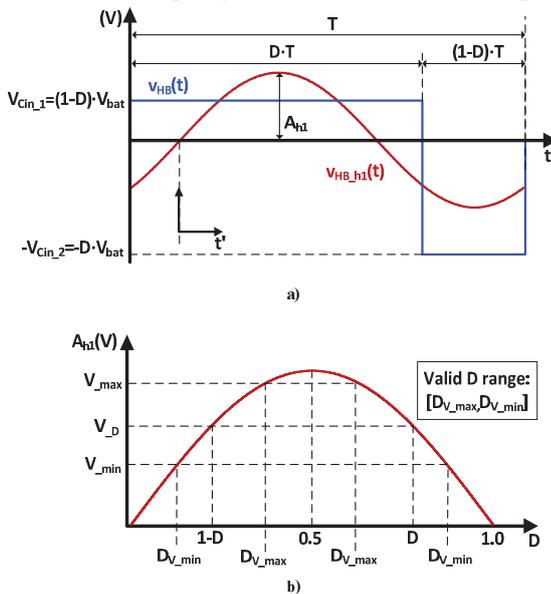


Fig. 3. a) Tensión $v_{HB}(t)$ y su primer armónico $v_{HB_h1}(t)$; b) Amplitud de $v_{HB_h1}(t)$.

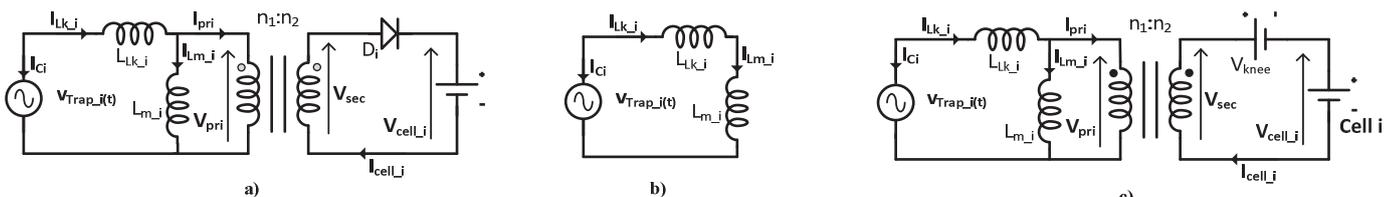


Fig. 4. a) Equivalent circuit of the trap; b) Equivalent circuit when the diode is reverse biased; c) Equivalent circuit when the diode is directly biased.

en la Fig. 3b el rango válido se sitúa entre D_{V_min} y D_{V_max} , usándose en este artículo aquel situado entre 0,5 y 1,0.

El esquema de la Fig. 2c se ha replanteado en la Fig. 4a. En este caso, el condensador C_i se ha sustituido por una fuente de tensión de valor $v_{Trap_i}(t)$ debido al alto factor de calidad del filtro que cada trampa representa. Como se explicará más adelante, este alto factor de calidad es necesario para un funcionamiento controlado del sistema propuesto. El esquema eléctrico equivalente de la trampa cambia en función de si el diodo rectificador está polarizado inversa o directamente. Cuando está polarizado inversamente, el circuito equivalente es el representado en la Fig. 4b. Por otro lado, cuando la tensión en el secundario del transformador es lo suficientemente alta, el diodo se polariza directamente y el circuito válido pasa a ser el mostrado en la Fig. 4c. El análisis de estos circuitos permite calcular la carga eléctrica que el sistema transfiere a la celda en cada ciclo de conmutación y, por lo tanto, la cantidad de energía inyectada. Para este análisis se realizan las siguientes hipótesis:

- La capacidad equivalente de la celda es muy elevada. Por lo tanto, puede considerarse como una fuente de tensión constante en cada ciclo de conmutación.
- La corriente de L_{H1} es muy baja en comparación a la corriente resonante presente en la trampa. Esto es debido al elevado factor de calidad de la misma.
- El tiempo de conducción del diodo rectificador es muy pequeño en comparación al periodo de resonancia. Esto se debe a que el diodo sólo conduce cuando la tensión en el secundario del transformador excede la tensión de la celda.
- Por simplicidad y facilidad en la comprensión, $v_{Trap_i}(t)$ estará referida a t' (esta referencia de tiempo se muestra en la Fig. 3a). Por lo tanto, (8) se puede replantear como:

$$v_{Trap_i}(t') = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t') \quad (9)$$

donde t' es:

$$t' = t + \frac{\Phi_i}{2 \cdot \pi \cdot f_i} \quad (10)$$

Cuando el diodo está inversamente polarizado (Fig. 4b), la corriente a través de la inductancia magnetizante es igual a la corriente de la inductancia de dispersión. Esta corriente puede calcularse mediante un análisis estático sinusoidal ya que el tiempo de conducción del diodo es muy breve: Por lo tanto:

$$i_{L_{m_i}}(t') = i_{L_{k_i}}(t') = \frac{V_{Trap_i}(t')}{j2\pi f_i \cdot L_i} = \frac{1}{2\pi f_i \cdot L_i} \cdot A_{hl}(D, V_{in}) \cdot \sin\left(2\pi f_i \cdot t' - \frac{\pi}{2}\right), \quad (11)$$

donde:

$$L_i = L_{L_{k_i}} + L_{m_i} \quad (12)$$

La corriente del condensador de la trampa es:

$$i_{C_i}(t') = j2\pi f_i \cdot C_i \cdot v_{Trap_i_hl}(t') = 2\pi f_i \cdot C_i \cdot A_{hl}(D, V_{in}) \cdot \sin\left(2\pi f_i \cdot t' + \frac{\pi}{2}\right) \quad (13)$$

Ambas corrientes se han representado en la Fig. 5a.

Cuando el diodo se polariza directamente, la tensión en el secundario del transformador es igual a la tensión de la celda más la tensión de codo del diodo rectificador (Fig. 4a):

$$V_{Trap_i}(t'_{ch_ini}) \cdot \frac{L_{m_i}}{L_i} r_{tr_i} = V_{cell_i} + V_{knee} \quad (14)$$

donde V_{knee} es la tensión de codo, r_{tr_i} es la relación de transformación de la trampa ($r_{tr_i} = n_2/n_1$), y t'_{ch_ini} (Fig. 5a) es el instante de tiempo en el que el diodo se polariza directamente. Con (6), (9) y (14) se puede obtener t'_{ch_ini} .

$$t'_{ch_ini} = \frac{1}{2\pi f_i} \cdot a \sin\left(\frac{V_{cell_i} + V_{knee}}{r_{tr_i}} \cdot \frac{L_i}{L_{m_i}} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot V_{in} \cdot \sin(\pi D)}\right) \quad (15)$$

Cuando el diodo está polarizado directamente, el circuito válido es el mostrado en la Fig. 4c. Por lo tanto, la corriente inyectada en la celda es (Fig. 5b):

$$i_{cell_i}(t') = \frac{1}{r_{tr_i}} (i_{L_{k_i}}(t') - i_{L_{m_i}}(t')) \quad (16)$$

donde:

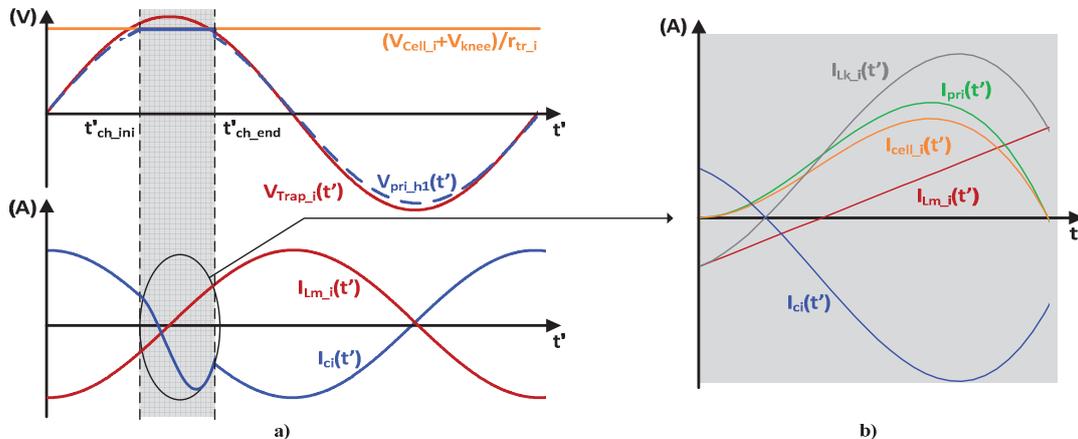


Fig. 5. a) Tensiones y corriente de la celda; b) detalle de las corrientes entre t'_{ch_ini} y t'_{ch_end} .

$$i_{L_{m_i}}(t') = i_{L_{m_i}}(t'_{ch_ini}) + \frac{1}{L_{m_i}} \int_{t'_{ch_ini}}^{t'} \frac{1}{r_{tr_i}} (v_{cell_i} + V_{knee}) dt' \quad (17)$$

$$i_{L_{k_i}}(t') = i_{L_{k_i}}(t'_{ch_ini}) + \frac{1}{L_{L_{k_i}}} \int_{t'_{ch_ini}}^{t'} \left[v_{Trap_i}(t') - \frac{1}{r_{tr_i}} (v_{cell_i} + V_{knee}) \right] dt' \quad (18)$$

Considerando que $i_{L_{m_i}}(t'_{ch_ini}) = i_{L_{k_i}}(t'_{ch_ini})$, (16) se puede expresar del siguiente modo:

$$i_{cell_i}(t') = \frac{1}{r_{tr_i}} \left(\frac{1}{L_{L_{k_i}}} \int_{t'_{ch_ini}}^{t'} \left[v_{Trap_i}(t') - \frac{1}{r_{tr_i}} (v_{cell_i} + V_{knee}) \right] dt' - \frac{1}{L_{m_i}} \int_{t'_{ch_ini}}^{t'} \frac{1}{r_{tr_i}} (v_{cell_i} + V_{knee}) dt' \right) \quad (19)$$

La solución de esta ecuación lleva a:

$$i_{cell_i}(t') = \frac{A_{hl}(D, V_{in}) (\cos(2\pi f_i \cdot t'_{ch_ini}) - \cos(2\pi f_i \cdot t'))}{r_{tr_i} \cdot L_{L_{k_i}} \cdot 2\pi f_i} + \frac{(V_{cell_i} + V_{knee}) \cdot (t'_{ch_ini} - t')}{r_{tr_i}^2} \left(\frac{1}{L_{L_{k_i}}} + \frac{1}{L_{m_i}} \right) \quad (20)$$

El diodo permanecerá directamente polarizado hasta t'_{ch_end} , instante en el que la corriente inyectada a la celda se hace cero (Fig. 5b):

$$i_{cell_i}(t'_{ch_end}) = 0 \quad (21)$$

Por último, la corriente media inyectada en la celda (I_{cell_i}) se puede expresar como:

$$I_{cell_i} = f_i \int_{t'_{ch_ini}}^{t'_{ch_end}} i_{cell_i}(t') dt' \quad (22)$$

La corriente de carga de la celda debe poder controlarse para asegurar que ésta no sufre daños y, además, para poder

definir de forma precisa el valor de su tensión al final del proceso de ecualizado. Como se ve en (20), la corriente inyectada en la celda depende de la amplitud del primer armónico de la tensión soportada por la trampa, $A_{h1}(D, V_{in})$. Esto implica que la corriente inyectada por el ecualizador puede ser controlada mediante el ciclo de trabajo del medio puente, como se puede ver en (6). Por lo tanto, el sistema propuesto tiene dos variables de control. Una es la frecuencia, que permite definir qué celda es cargada por el sistema de ecualizado propuesto. Otra es el ciclo de trabajo, que define la cantidad de corriente inyectada en la celda escogida.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para obtener los resultados experimentales se ha desarrollado un prototipo diseñado para ecualizar cuatro celdas conectadas en serie. La frecuencia de conmutación varía entre 100 y 215 kHz. Considerando tolerancias de 7,5% en los condensadores y bobinas resonantes, la frecuencia de resonancia real de cada trampa puede variar dentro de un cierto rango (véase Table 1). Esto no representa un problema siempre y cuando la frecuencia de resonancia de una trampa se superponga o sobrepase una frecuencia de resonancia adyacente.

En la Fig. 6 se muestra la impedancia y la fase de las 4

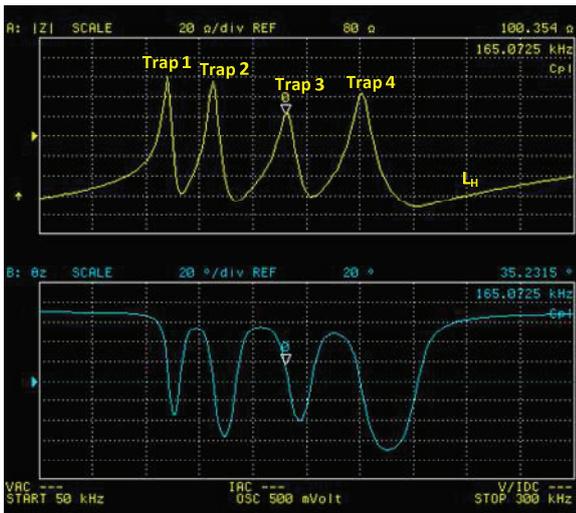


Fig. 6. Impedancia y fase en función de la frecuencia de las cuatro trampas coenctadas en serie.

trampas conectadas en serie. Como se puede ver, en cada frecuencia de resonancia la impedancia del conjunto viene determinada por la impedancia de la trampa correspondiente a dicha frecuencia de resonancia. En virtud de esta respuesta en frecuencia del conjunto de trampas, también se puede ver fácilmente que las componentes armónicas (de la onda cuadrada aplicada) por encima de la fundamental son absorbidas por todas las trampas con un comportamiento inductivo a dichas frecuencias y, principalmente, por la impedancia L_H .

En la Fig. 7 se muestra la tensión cuadrada generada por el medio puente y aplicada al conjunto de trampas (V_{string}), la tensión de la trampa escogida (V_{trap_3}) mediante la frecuencia de conmutación fijada y la señal de gobierno de uno de los MOSFETs (V_{GS_1}). Estas tensiones se muestran para tres valores distintos del ciclo de trabajo (pero la misma frecuencia). Como se puede apreciar, el ciclo de trabajo permite controlar la amplitud de la tensión que aparece en la trampa y, por lo tanto, la corriente de carga de la celda escogida. La principal ventaja de contar con dos variables de control independientes es que el sistema no se ve afectado por la influencia negativa de la inductancia de dispersión o la tensión de codo del diodo, de forma que la tensión final de la celda escogida y su proceso de carga pueden ser perfectamente controlados.

La tensión de las cuatro trampas para las cuatro frecuencias de resonancia se muestra en la Fig. 8. Como se puede apreciar, la trampa cuya frecuencia de resonancia coincide con la frecuencia de conmutación del medio puente soporta la componente armónica fundamental de la señal cuadrada aplicada al conjunto. Mientras, el resto de trampas soportan una tensión prácticamente nula. La frecuencia representa, por tanto, una variable de control válida que permite definir la trampa escogida y, por ende, la celda que será cargada por el sistema propuesto.

Table 1. Frecuencia de resonancia mínima, máxima y nominal de cada trampa. Valores nominales de L y C.

TRAMPA	f_{nom} (kHz)	f_{min} (kHz)	f_{max} (kHz)	L (μ H)	C (μ F)
1	109	101	117	6.22	0.34
2	134	124	145	5.09	0.28
3	164	152	177	4.16	0.23
4	200	186	215	3.40	0.18

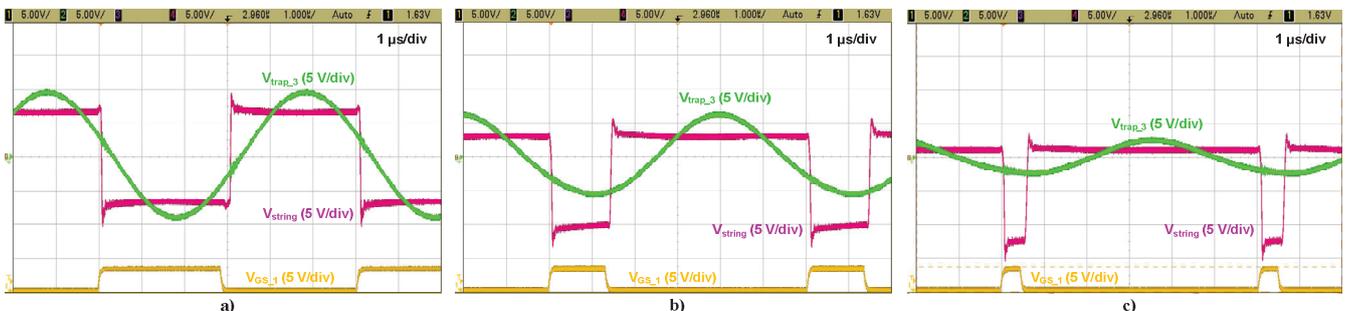


Fig. 7. Señal de gobierno del MOSFET 1, tensión aplicada al conjunto de trampas y tensión en la trampa 3 para a) D=50%, b) D=75% y c) D=90%

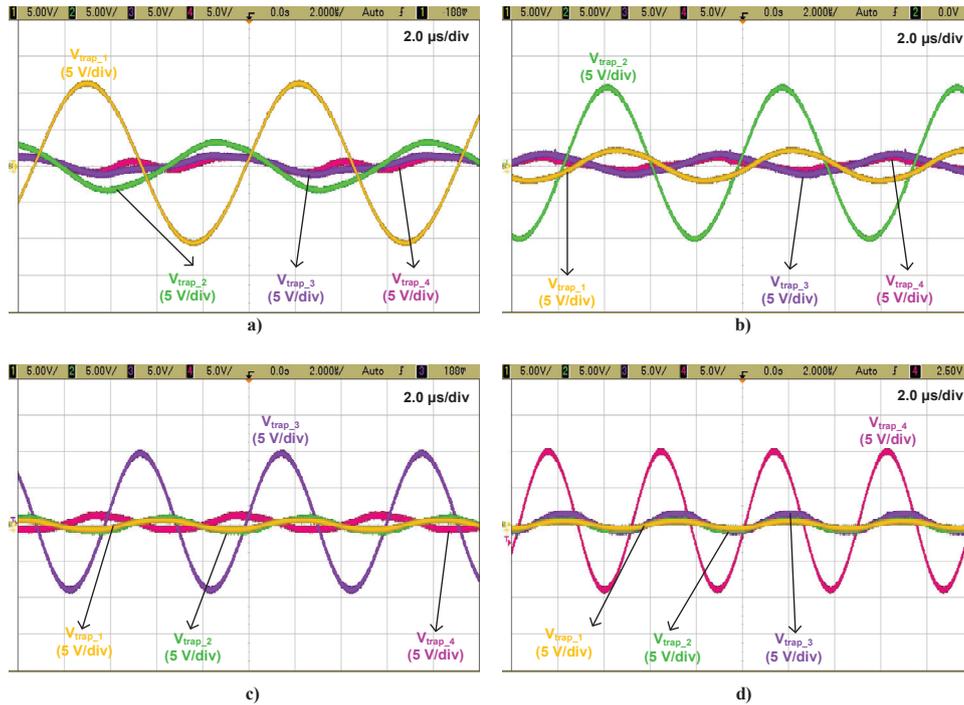


Fig. 8. Tensión de las cuatro trampas cuando la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia de resonancia de la a) trampa 1, b) trampa 2, c) trampa 3 y d) trampa 4. En todos los casos: $D=50\%$.

La Fig. 9 muestra, para tres ciclos de trabajo distintos, la tensión en el secundario del transformador de la trampa escogida (V_{sec_3}), la tensión en la celda (V_{cell_3}), la corriente inyectada en la celda (I_{cell_3}) y la tensión (referida al secundario) de la trampa ($V_{trap_3} \cdot r_{tr}$). Como se puede apreciar, el proceso de inyección de corriente en la celda escogida es como se ha descrito en la sección anterior. Cuando la tensión en el secundario del transformador es mayor que la tensión de la celda (más la tensión de codo del diodo), la inyección de corriente comienza. A partir de ese momento, la tensión en el secundario se mantiene constante mientras que la tensión en el primario del transformador continúa siendo sinusoidal. La inyección de corriente continúa hasta que la corriente se hace cero, momento en el que el diodo se polariza inversamente. El hecho de que la tensión en el primario (tensión de la trampa) continúe siendo sinusoidal es debido a que la cantidad de energía inyectada en cada ciclo de conmutación es pequeña en comparación con la cantidad de energía resonante presente en la trampa. No obstante, la relación entre ambas energías debe definirse

adecuadamente para obtener un equalizador realmente útil. Por otro lado, la comparación de las tres figuras también permite comprobar cómo el ciclo de trabajo permite regular la cantidad de corriente inyectada en la celda.

Por último, la Fig. 10 muestra los valores de tensión en las cuatro celdas durante un proceso de carga en el que se ha conectado el equalizador propuesto y en que se parte de una situación de desequilibrio, ya que las celdas 3 y 4 tienen una tensión menor que las celdas 1 y 2. El sistema propuesto determina qué celda tiene la menor tensión (celda 3) y comienza a inyectarle energía. Al cabo de 32 minutos, esta celda ha alcanzado una tensión similar a la tensión de las celdas 1 y 2 y el sistema pasa a equilibrar la celda 4. Este proceso se repite hasta que la diferencia de tensión entre las cuatro celdas es menor que un valor determinado. En este instante el equalizador cesa su actividad y, al cabo de 60 minutos de estar en reposo, la diferencia de tensión de las celdas es de un 5% aproximadamente.

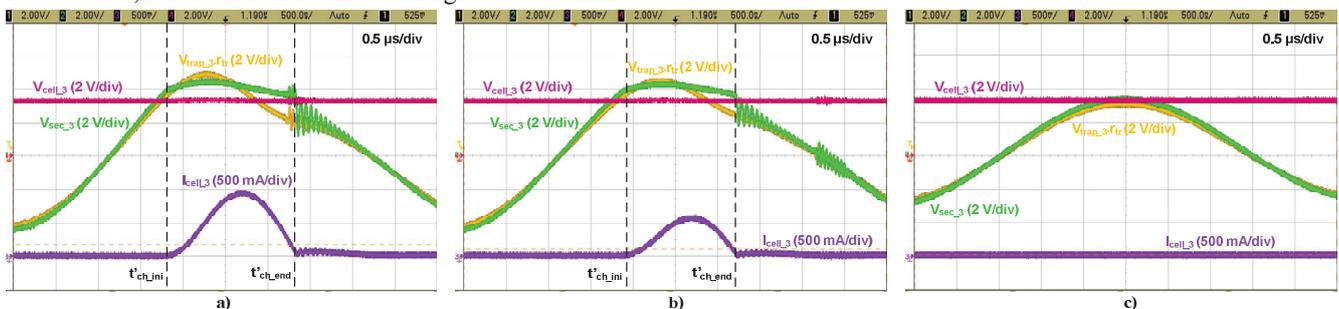


Fig. 9. Corriente de equalizado y tensión en la celda, la trampa y el secundario del transformador para tres ciclos de trabajo distintos: a) $D=0.5$; b) $D=0.75$; c) $D=0.90$.

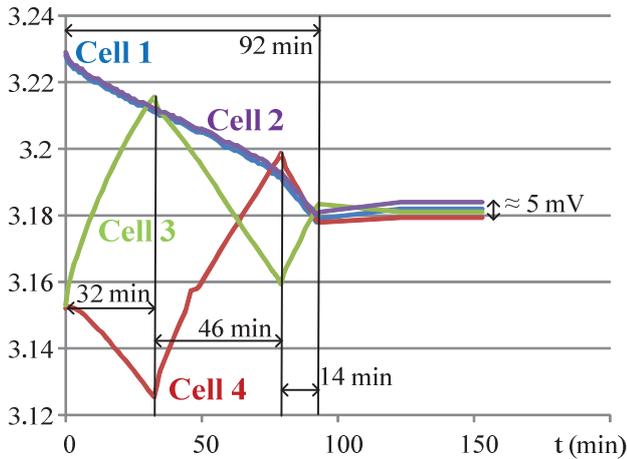


Fig. 10. Tensiones de las cuatro celdas durante un proceso de equilibrado.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha comprobado que el concepto de trampa de onda puede ser usado en ecualizadores de baterías de forma efectiva. Su uso permite desarrollar ecualizadores en los que la frecuencia de conmutación es la variable de control que define la celda cargada por el sistema propuesto. De esta forma, el número de interruptores controlados se reduce drásticamente, ya que no es preciso emplear un elevado número de ellos para esta tarea. Por otro lado, el ciclo de trabajo puede usarse para controlar el proceso de carga de la celda, regulando la cantidad de energía inyectada en cada ciclo de conmutación y, en definitiva, la tensión final de la celda. Además, el hecho de contar con dos variables de control independientes también hace que el sistema no se vea afectado por la influencia de parámetros como la inductancia de dispersión del transformador o la tensión de codo de los diodos rectificadores, algo que sí pasa en ecualizadores basados en topologías *Flyback* con un solo interruptor controlado.

Como prueba de concepto se ha desarrollado un ecualizador basado en las trampas de onda y desarrollado a partir de una topología en medio puente. Por lo tanto, el número de interruptores controlados es dos. El número de celdas que se pueden controlar con el sistema propuesto depende del rango válido de frecuencias de conmutación. Por ejemplo, la topología propuesta es capaz de ecualizar 4 celdas con un rango de frecuencia entre 100 y 200 kHz y una tolerancia en los componentes de 7,5%. Además, el sistema es modular. Por lo tanto, es posible ecualizar un mayor número de celdas sin necesariamente incrementar el rango de frecuencia. En ese caso, sí que se incrementa el número de interruptores controlados según el número de ecualizadores (módulos) conectados en serie, pero el número sigue siendo inferior al planteado en otras topologías.

REFERENCES

[1] L. M. Einhorn, W. Guertlschmid, T. Blochberger, R. Kumpusch, R. Permann, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "A Current Equalization

Method for Serially Connected Battery Cells Using a Single Power Converter for Each Cell," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4227-4237, 2011.

[2] Einhorn, F. V. Conte, C. Kral, and J. Fleig, "Comparison, Selection, and Parameterization of Electrical Battery Models for Automotive Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1429-1437, 2013.

[3] K. Chol-Ho, K. Moon-young, P. Hong-sun, and M. Gun-Woo, "A Modularized Two-Stage Charge Equalizer With Cell Selection Switches for Series-Connected Lithium-Ion Battery String in an HEV," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 3764-3774, 2012.

[4] M. Daowd, N. Omar, P. Van den Bossche, and J. Van Mierlo, "Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2011 IEEE, 2011, pp. 1-7.

[5] V. L. Teofilo, L. V. Merritt, and R. P. Hollandsworth, "Advanced lithium ion battery charger," *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol. 12, pp. 30-36, 1997.

[6] C. Speltino, A. Stefanopoulou, and G. Fiengo, "Cell equalization in battery stacks through State Of Charge estimation polling," in *American Control Conference (ACC)*, 2010, 2010, pp. 5050-5055.

[7] M. J. Isaacson, R. P. Hollandsworth, P. J. Giampaoli, F. A. Linkowsky, A. Salim, and V. L. Teofilo, "Advanced lithium ion battery charger," in *Battery Conference on Applications and Advances*, 2000. The Fifteenth Annual, 2000, pp. 193-198.

[8] S. Jong-Won, S. Gab-Su, C. Chang-Yoon, and C. Bo-Hyung, "Selective flyback balancing circuit with improved balancing speed for series connected Lithium-ion batteries," in *Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010 International, 2010, pp. 1180-1184.

[9] N. H. Kutkut, H. L. N. Wiegman, D. M. Divan, and D. W. Novotny, "Design considerations for charge equalization of an electric vehicle battery system," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 28-35, 1999.

[10] K. Chol-Ho, K. Moon-Young, and M. Gun-Woo, "A Modularized Charge Equalizer Using a Battery Monitoring IC for Series-Connected Li-Ion Battery Strings in Electric Vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 3779-3787, 2013.

[11] Jin-Woong Kim; Jong-Won Shin; Jung-Ik Ha, "Cell balancing control using adjusted filters in flyback converter with single switch," *ECCE*, 2013 IEEE , vol., no., pp.287,291, 15-19 Sept. 2013

[12] Low, L.; Batchelor, J.; Heaton, R.; Nongji Chen, "Dual patches microstrip fed antenna with wide bandwidth," *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough* , vol., no., pp.429,432, 16-17 Nov. 2009.

[13] F. Weiyi, F. C. Lee, P. Mattavelli, and H. Daocheng, "A Universal Adaptive Driving Scheme for Synchronous Rectification in LLC Resonant Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 3775-3781, 2012.

[14] Kazimierzczuk, M.K.; Szaraniec, W., "Analysis of class E low di/dt rectifier with a series inductor," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on* , vol.29, no.1, pp.278,287, Jan 1993

[15] M. Arias, D. G. Lamar, F. F. Linera, D. Balocco, A. A. Diallo, Sebastián, J, "Design of a Soft-Switching Asymmetrical Half-bridge structure as Second Stage of an LED Driver for Street Lighting Application," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1608-1621, 2012.

[16] R. Oruganti, H. Phua Chee, J. T. K. Guan, and C. Liew Ah, "Soft-switched DC/DC converter with PWM control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 102-114, 1998.

[17] X. Xu, A. M. Khambadkone, T. M. Leong, and R. Oruganti, "A 1-MHz Zero-Voltage-Switching Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter: Analysis and Design," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 105-113, 2006