

Optimización de equilibradores de celdas de baterías basados en trampas de onda

M. Arias, J. Sebastián, M.M. Hernando, M.R. Rogina

SEA Research Group

Universidad de Oviedo (Gijón)

ariasmanuel@uniovi.es

U. Viscarret

IK4-Ikerlan

Mondragon

Abstract.— Los equilibradores activos presentan un mejor rendimiento respecto a los pasivos a cambio de un número de componentes más elevado. La aplicación del concepto de trampa de onda permite al equilibrador emplear la frecuencia como la variable de control que define la celda que debe ser cargada por el equilibrador en cada momento. Como consecuencia, el número de interruptores controlados se reduce drásticamente sin pérdida de prestaciones. En este artículo se plantea una guía de diseño optimizada para un equilibrador basado en trampas de onda. La optimización se logra definiendo la relación entre la energía inyectada por la trampa en la celda y la energía resonante presente en la misma. Este diseño optimizado se ha empleado en la implementación de un equilibrador de cuatro trampas basado en el medio puente asimétrico.

Keywords: celda, equilibrado, trampa de onda, frecuencia.

I. INTRODUCCIÓN

Los equalizadores o equilibradores son fundamentales para poder asegurar una carga completa y correcta de todas las celdas de batería conectadas en serie, incluso cuando presentan pequeñas diferencias en su capacidad. De esta forma, se logra maximizar la cantidad de energía almacenada en la batería sin dañar ninguna de sus celdas.

Los equilibradores pueden clasificarse en pasivos y activos [1]. Los primeros se basan en disipar energía de las celdas que alcanzan su máxima carga mientras el resto de celdas conectadas en serie con ellas siguen su proceso de carga [2], [3]. Son equilibradores sencillos y de bajo coste, pero su rendimiento es muy bajo debido a la cantidad de energía disipada. Los equilibradores activos tienen un mejor rendimiento ya que se basan en transferir energía de las celdas más cargadas a las celdas menos cargadas hasta que todas alcanzan su estado de máxima carga. Para lograr este intercambio de energía se han propuesto diversas topologías. Una opción es emplear condensadores [3] o bobinas [4] para almacenar la energía extraída de la celda más cargada y transferirla, posteriormente, a la menos cargada. Otra opción es el empleo de convertidores que realizan la transferencia de forma directa [5]. En todos los casos el número de componentes es elevado y su coste mayor que el de los equilibradores pasivos.

En [6] se describe cómo aplicar el concepto de trampa de onda para reducir el número de interruptores controlados en un equilibrador activo. Este concepto permite emplear la frecuencia de conmutación (y no un sistema complejo de interruptores controlados) como variable de control a la hora de definir la celda que va a recibir la energía extra proporcionada por el equilibrador durante la actuación del

cargador de baterías. No obstante, en dicho artículo sólo se presenta la validación del concepto y no el criterio de diseño que permite optimizar el equilibrador basado en trampas de onda. Para lograr dicha optimización, es preciso analizar las ecuaciones que definen el comportamiento de la trampa y, a su vez, la relación entre la energía inyectada en la celda y la energía resonante presente en la trampa correspondiente. Esta guía también tiene en cuenta el efecto de las tolerancias de componentes.

Este artículo se estructura del siguiente modo. En el apartado II se realiza una breve descripción del concepto propuesto. En el apartado III se proporciona un análisis detallado del mismo. El apartado IV se centra en el diseño optimizado que se propone. Finalmente, en el apartado V se muestran los resultados experimentales y en el apartado VI las conclusiones extraídas.

II. BREVE DESCRIPCIÓN DEL CONCEPTO PROPUESTO

En este apartado se pretende realizar una breve descripción del concepto de trampa de onda introducido en [6] con el propósito de facilitar la comprensión de los apartados posteriores.

En la Fig. 1a se muestra una rama de n trampas en serie. Cada trampa presenta una impedancia igual a:

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

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 capacidad de la bobina y el condensador de dicha trampa. Su frecuencia de resonancia (f_i) es, por tanto:

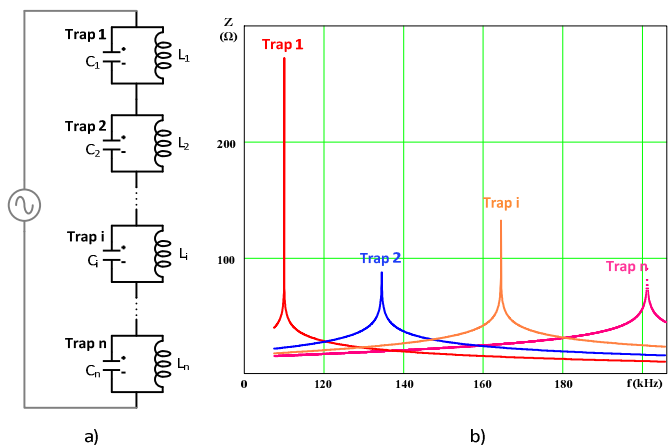


Fig. 1. a) Rama de n trampas (en gris, fuente de tensión sinusoidal); b) Impedancia de cada trampa en función de la frecuencia de la fuente de tensión sinusoidal.

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

Cada trampa se diseña para que su frecuencia de resonancia sea distinta a las frecuencias de resonancia de las otras trampas (Fig. 1b). Si a la rama completa se le aplica una tensión sinusoidal con una frecuencia igual a la frecuencia de resonancia de una de las trampas, la impedancia de esta trampa será notoriamente superior a la impedancia del resto, haciendo que soporte prácticamente toda la tensión sinusoidal aplicada a la rama. Este sencillo concepto puede emplearse para desarrollar un equilibrador, tal y como se muestra en la Fig. 2a.

III. ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA

Para analizar la topología propuesta puede considerarse sólo el primer armónico (V_{HB_h1}) de la tensión proporcionada por el medio puente (V_{HB}), tal y como se hace en [7].

El análisis por Fourier de la tensión V_{HB} en la Fig. 2a permite obtener el valor de V_{HB_h1} :

$$v_{HB_h1}(t) = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2\pi f_{sw} \cdot t + \Phi_{sw}) \quad (3)$$

donde:

$$A_{h1}(D, V_{in}) = \frac{2 \cdot V_{in}}{\pi} \sin(\pi D) \quad (4)$$

$$\Phi_{sw} = \pi \left(\frac{1-2D}{2} \right) \quad (5)$$

D es el ciclo de trabajo del MOSFET M_1 y V_{in} es la tensión de entrada del medio puente.

El medio puente opera siempre con una frecuencia de conmutación f_{sw} igual a la frecuencia de resonancia f_i de una de las trampas. Por lo tanto, y en virtud de lo antes expuesto:

$$v_{Trap_i}(t) \approx v_{HB_h1}(t) = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2\pi f_i \cdot t + \Phi_i) \quad (6)$$

Las ecuaciones (4) y (6) muestran que la amplitud de la tensión de la trampa escogida se puede controlar mediante D .

La trampa escogida (mostrada en la Fig. 2b) se puede replantear tal y como se muestra en la Fig. 3a. El condensador se ha remplazado por una fuente de tensión ($v_{trap_i}(t)$) debido al alto factor de calidad del filtro que cada trampa representa. El comportamiento de la trampa cambiará en función de si el diodo de la trampa está inversa (Fig. 3b) o directamente polarizado (Fig. 3c). A partir de estos circuitos se puede determinar la energía inyectada en la celda, por la trampa, en cada período de conmutación.

Cambiando la referencia temporal de $v_{trap_i}(t)$:

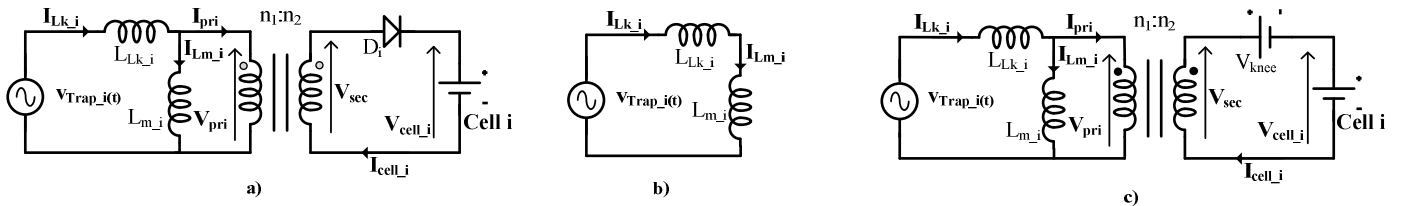
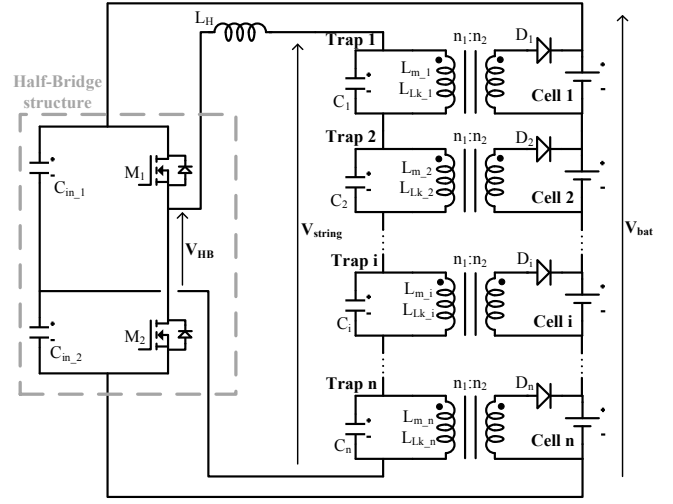
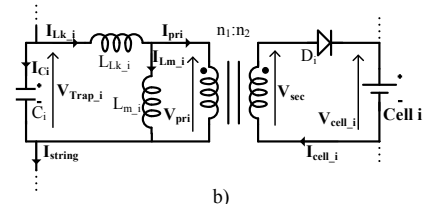


Fig. 3. a) Circuito equivalente de la trampa; b) con el diodo inversamente polarizado; c) y con él directamente polarizado



a)



b)

Fig. 2. a) Esquema del equilibrador propuesto; b) Detalle de la trampa i , incluyendo la inductancia de dispersión y la magnetizante del transformador.

$$v_{Trap_i}(t') = A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin(2\pi f_i \cdot t') \quad (7)$$

donde t' es:

$$t' = t + \frac{\Phi_i}{2\pi f_i} \quad (8)$$

Cuando el diodo no está directamente polarizado, la corriente magnetizante y de dispersión son iguales. Además, la conducción del diodo es muy breve en comparación al período de resonancia. Por lo tanto:

$$i_{Lm_i}(t') = i_{Lk_i}(t') = \frac{v_{Trap_i}(t')}{j2\pi f_i \cdot L_i} = \frac{1}{2\pi f_i \cdot L_i} A_{h1}(D, V_{in}) \cdot \sin\left(2\pi f_i \cdot t' - \frac{\pi}{2}\right) \quad (9)$$

donde:

$$L_i = L_{Lk_i} + L_{m_i} \quad (10)$$

La corriente por el condensador es:

$$i_{Ci}(t') = j2\pi f_i \cdot C_i \cdot v_{\text{Trap}_i\text{-hl}}(t') = 2\pi f_i \cdot C_i \cdot A_{hl}(D, V_{in}) \cdot \sin\left(2\pi f_i \cdot t' + \frac{\pi}{2}\right) \quad (11)$$

Ambas corrientes se muestran en la Fig. 4a.

El diodo se polariza directamente en $t'_{\text{ch_ini}}$:

$$t'_{\text{ch_ini}} = \frac{1}{2\pi f_i} \cdot \sin\left(\frac{V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}}{r_{\text{tr}_i}} \cdot \frac{L_i}{L_{m_i}} \cdot \frac{\pi}{2\pi V_{in} \cdot \sin(\pi D)}\right) \quad (12)$$

En esta situación (Fig. 3c), la corriente inyectada en la celda escogida es:

$$i_{\text{cell}_i}(t') = \frac{1}{r_{\text{tr}_i}} (i_{Lk_i}(t') - i_{Lm_i}(t')) \quad (13)$$

Considerando que $i_{Lm_i}(t'_{\text{ch_ini}}) = i_{Lk_i}(t'_{\text{ch_ini}})$, (13) puede reescribirse del siguiente modo:

$$i_{\text{cell}_i}(t') = \frac{A_{hl}(D, V_{in}) \cdot (\cos(2\pi f_i \cdot t'_{\text{ch_ini}}) - \cos(2\pi f_i \cdot t'))}{r_{\text{tr}_i} \cdot L_{Lk_i} \cdot 2\pi f_i} + \frac{(V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}) \cdot (t'_{\text{ch_ini}} - t') \left(\frac{1}{L_{Lk_i}} + \frac{1}{L_{m_i}}\right)}{r_{\text{tr}_i}^2} \quad (14)$$

El diodo dejará de estar directamente polarizado cuando su corriente se anule en $t'_{\text{ch_end}}$:

$$i_{\text{cell}_i}(t'_{\text{ch_end}}) = 0 \quad (15)$$

La corriente media inyectada en la celda (I_{cell_i}) es:

$$I_{\text{cell}_i} = f_i \int_{t'_{\text{ch_ini}}}^{t'_{\text{ch_end}}} i_{\text{cell}_i}(t') \cdot dt' \quad (16)$$

La corriente inyectada debe poder controlarse para poder definir de forma precisa el valor final de tensión de la celda equilibrada. Como se puede deducir de la ecuación (14), dicha corriente depende de la amplitud del primer armónico ($A_{hl}(D, V_{in})$), y éste a su vez del ciclo de trabajo. Por lo

tanto, el equilibrador propuesto puede controlar la corriente de forma precisa.

El máximo valor de $i_{\text{cell}_i}(t')$ se corresponde con el ciclo de trabajo $D=0,5$. Por lo tanto:

$$i_{\text{cell}_i\text{-max}}(t') = \frac{V_{in} \cdot (\cos(2\pi f_i \cdot t'_{\text{ch_ini}}) - \cos(2\pi f_i \cdot t'))}{r_{\text{tr}_i} \cdot L_{Lk_i} \cdot \pi^2 \cdot f_i} + \frac{(V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}) \cdot (t'_{\text{ch_ini}} - t') \left(\frac{1}{L_{Lk_i}} + \frac{1}{L_{m_i}}\right)}{r_{\text{tr}_i}^2} \quad (17)$$

El valor medio máximo se puede definir como:

$$I_{\text{cell}_i\text{-max}} = f_i \int_{t'_{\text{ch_ini}}}^{t'_{\text{ch_end}}} i_{\text{cell}_i\text{-max}}(t') \cdot dt' \quad (18)$$

Siendo L_{p_i} el paralelo de L_{Lk_i} y L_{m_i} , y siendo λ_i :

$$\lambda_i = \frac{L_{Lk_i}}{L_{p_i}} = \frac{L_{m_i} + L_{Lk_i}}{L_{m_i}} \quad (19)$$

la ecuación (17) puede replantearse como:

$$i_{\text{cell}_i\text{-max}}(t') = \frac{1}{r_{\text{tr}_i}^2 \cdot 2\pi f_i \cdot L_{Lk_i}} \left[\frac{2 \cdot r_{\text{tr}_i} \cdot V_{in} \cdot (\cos(2\pi f_i \cdot t'_{\text{ch_ini}}) - \cos(2\pi f_i \cdot t'))}{\pi} + 2\pi f_i \cdot \lambda_i \cdot (V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}) \cdot (t'_{\text{ch_ini}} - t') \right] \quad (20)$$

Si además se definen μ_i , ϕ_i , ϕ_{ini} y ϕ_{end} como:

$$\mu_i = \frac{V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}}{V_{in}} \quad (21)$$

$$\phi_i = 2\pi f_i \cdot t' \quad (22)$$

$$\phi_{ini} = 2\pi f_i \cdot t'_{\text{ch_ini}} \quad (23)$$

$$\phi_{end} = 2\pi f_i \cdot t'_{\text{ch_end}} \quad (24)$$

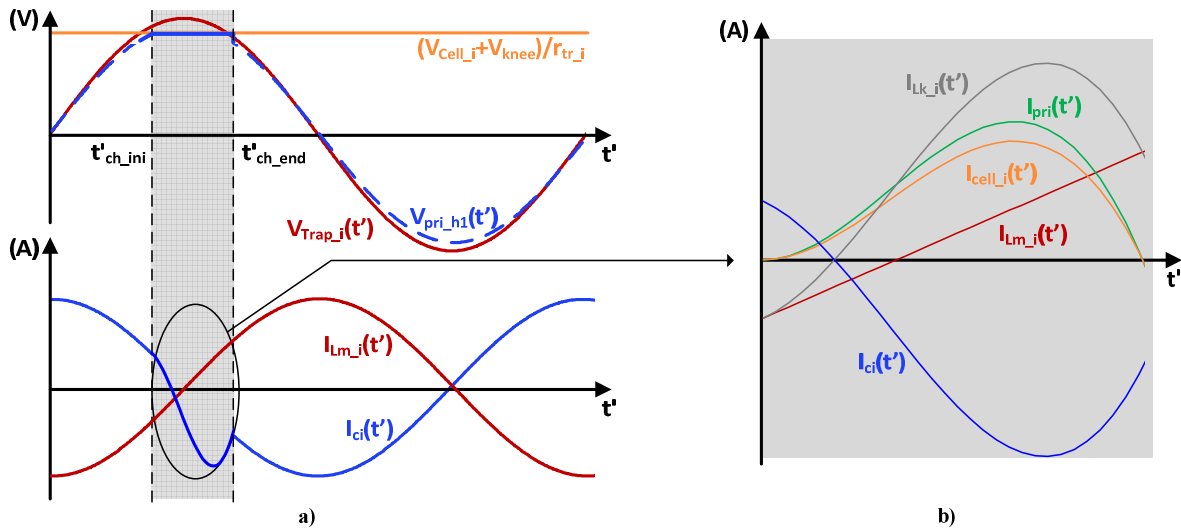


Fig. 4. a) Principales tensiones y corrientes; b) detalle de las corrientes entre $t'_{\text{ch_ini}}$ y $t'_{\text{ch_end}}$.

la ecuación (20) se transforma en:

$$\begin{aligned} i_{\text{cell}_i\text{-max}}(t') &= \\ &= \frac{V_{\text{in}}}{r_{\text{tr}_i}^2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot L_{\text{Lk}_i}} \cdot \\ &\left[\frac{2 \cdot r_{\text{tr}_i} \cdot (\cos \varphi_{\text{ini}} - \cos \varphi_i)}{\pi} + \lambda_i \cdot \mu_i \cdot (\varphi_{\text{ini}} - \varphi_i) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Normalizando esta última corriente dividiendo por I_{base_i} :

$$I_{\text{base}_i} = \frac{V_{\text{in}}}{2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot L_{\text{Lk}_i}} \quad (26)$$

se obtiene:

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{i_{\text{cell}_i\text{-max}}(t')}{I_{\text{base}_i}} = \\ &= \frac{1}{r_{\text{tr}_i}^2} \left[\frac{2 \cdot r_{\text{tr}_i} \cdot (\cos \varphi_{\text{ini}} - \cos \varphi_i)}{\pi} + \lambda_i \cdot \mu_i \cdot (\varphi_{\text{ini}} - \varphi_i) \right] \end{aligned} \quad (27)$$

De (12) y (23) se puede deducir que:

$$\varphi_{\text{ini}} = a \sin \left(\frac{\mu_i \cdot \lambda_i \cdot \pi}{r_{\text{tr}_i} \cdot 2} \right) \quad (28)$$

Del mismo modo, φ_{end} se puede obtener al igualar γ_i a cero y despejando:

$$\cos \varphi_{\text{ini}} - \cos \varphi_{\text{end}} = \frac{\mu_i \cdot \lambda_i \cdot \pi}{r_{\text{tr}_i} \cdot 2} (\varphi_{\text{end}} - \varphi_{\text{ini}}) \quad (29)$$

Con φ_{end} se puede obtener el ángulo de conducción $\Delta\varphi_c$:

$$\Delta\varphi_c = \varphi_{\text{end}} - \varphi_{\text{ini}} \quad (30)$$

La máxima corriente inyectada media normalizada será:

$$\Gamma_i = \frac{I_{\text{cell}_i\text{-max}}}{I_{\text{base}_i}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{\varphi_{\text{ini}}}^{\varphi_{\text{end}}} \gamma_i(\varphi_i) d\varphi_i \quad (31)$$

La inductancia de dispersión puede, en muchos casos, despreciarse respecto a la magnetizante, luego:

$$\lambda_i \approx 1 \quad (32)$$

y por lo tanto, (12), (27), (28) y (29) pueden reescribirse del siguiente modo:

$$t'_{\text{ch}_i\text{-ini}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_i} a \sin \left(\frac{V_{\text{cell}_i} + V_{\text{knee}}}{r_{\text{tr}_i} \cdot 2 \cdot V_{\text{in}} \cdot \sin(\pi D)} \pi \right) \quad (33)$$

$$\gamma_i \approx \frac{1}{r_{\text{tr}_i}^2} \left[\frac{2 \cdot r_{\text{tr}_i} \cdot (\cos \varphi_{\text{ini}} - \cos \varphi_i)}{\pi} + \mu_i \cdot (\varphi_{\text{ini}} - \varphi_i) \right] \quad (34)$$

$$\varphi_{\text{ini}} \approx a \sin \left(\frac{\mu_i \cdot \pi}{r_{\text{tr}_i} \cdot 2} \right) \quad (35)$$

$$\cos \varphi_{\text{ini}} - \cos \varphi_{\text{end}} \approx \frac{\mu_i \cdot \pi}{r_{\text{tr}_i} \cdot 2} (\varphi_{\text{end}} - \varphi_{\text{ini}}) \quad (36)$$

Dado que la diferencia de tensiones entre las celdas suele ser pequeña, en este análisis puede considerarse que todas las

celdas tienen la misma tensión (i.e., $V_{\text{cell}_i} \approx V_{\text{cell}}$). Además, la tensión de entrada del medio puente es la tensión de la batería ($V_{\text{in}} \approx V_{\text{cell}} \cdot n_{\text{cell}}$, donde n_{cell} es el número de celdas conectadas en serie). Por ello, la ecuación (21) se puede replantear como:

$$\mu_i = \frac{1 + v_{\text{knee}}}{n_{\text{cell}}} \quad (37)$$

donde v_{knee} es:

$$v_{\text{knee}} = \frac{V_{\text{knee}}}{V_{\text{cell}}} \quad (38)$$

A partir de (30), (35), de la solución de (36), y de (37) puede obtenerse el valor de $\Delta\varphi_c$ en función de la relación de transformación r_{tr_i} y del número de celdas conectadas (n_{cell}). La Fig. 5 muestra la solución obtenida para un número de celdas próximo a 4. Estos resultados se usarán en el apartado IV y en el apartado V.

Del mismo modo, Γ_i se puede expresar como función de r_{tr_i} , n_{cell} , y v_{knee} , tal y como muestra la Fig. 6.

IV. GUÍA DE DISEÑO

A. Influencia de las tolerancias

El equilibrador propuesto puede funcionar correctamente aunque las frecuencias de resonancia reales no sean exactamente las planteadas teóricamente. La única condición que se debe cumplir es que las posiciones relativas no se vean afectadas. Matemáticamente, esta condición puede expresarse como:

$$f_{i+1} > \sqrt{\frac{(1 + \text{tol}_L) \cdot (1 + \text{tol}_C)}{(1 - \text{tol}_L) \cdot (1 - \text{tol}_C)}} \cdot f_i = \tau_{\text{tol}} \cdot f_i \quad (39)$$

donde tol_C y tol_L son las tolerancias del condensador y la bobina respectivamente.

B. Cálculo de la inductancia, la capacidad y la relación de transformación de cada trampa

La ecuación (39) plantea infinitas soluciones para el producto $L_i \cdot C_i$ de cada trampa. No obstante, la selección de estos valores puede optimizarse atendiendo a criterios adicionales.

La impedancia de cada trampa se define como:

$$Z_i = \sqrt{\frac{L_i}{C_i}} \quad (40)$$

La corriente resonante presente en la bobina de la trampa, considerando un ciclo de trabajo de 0,5, se pueden calcular mediante (2), (9) and (40):

$$i_{\text{Lm}_i\text{-max}}(t') = i_{\text{Lk}_i\text{-max}}(t') = \frac{2 \cdot V_{\text{in}}}{Z_i \cdot \pi} \sin \left(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t' - \frac{\pi}{2} \right) \quad (41)$$

Del mismo modo la corriente por el condensador será (según la ecuación (11)):

$$i_{\text{Ci}_i\text{-max}}(t') = \frac{2 \cdot V_{\text{in}}}{Z_i \cdot \pi} \sin \left(2 \cdot \pi \cdot f_i \cdot t' + \frac{\pi}{2} \right) \quad (42)$$

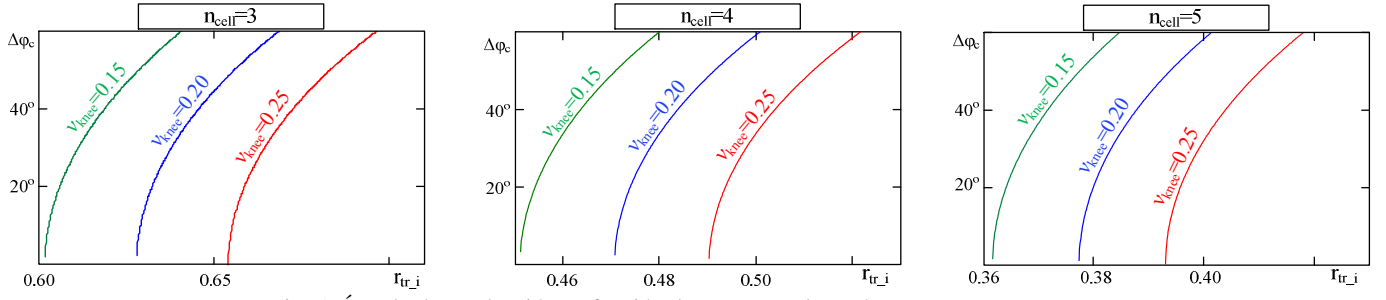


Fig. 5. Ángulo de conducción en función de r_{tr_i} para valores de n_{cell} cercanos a cuatro.

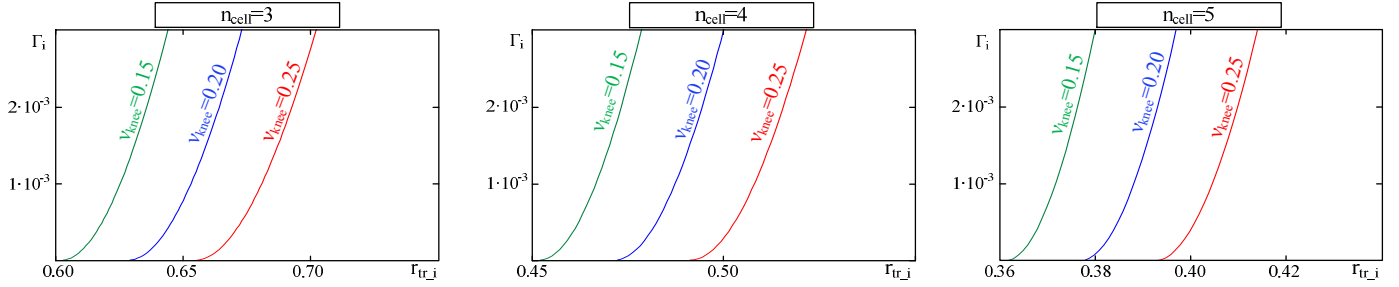


Fig. 6. Corriente media normalizada en función de la relación de transformación para valores de n_{cell} cercanos a cuatro.

La relación entre la energía en el circuito resonante (E_{res_i}) y la energía inyectada en la celda en cada ciclo de conmutación (E_{cell_i}) se denota como Q_{E_i} y se define como:

$$Q_{E_i} = \frac{E_{res_i}}{E_{cell_i}} \quad (43)$$

En general, es interesante diseñar el sistema de forma que Q_{E_i} sea mayor que la unidad, ya que de esa forma el comportamiento de la bobina no se ve afectado por el proceso de carga de la celda. No obstante, elevar este valor implica mayores pérdidas debido a una mayor energía resonante y, por consiguiente, un menor rendimiento. Por lo tanto, es preciso encontrar una solución de compromiso.

La energía resonante se puede calcular a partir de la tensión del condensador (cuando la corriente en la bobina es cero):

$$E_{res_i} = C_i \frac{2 \cdot V_{in}^2}{\pi^2} \quad (44)$$

La energía inyectada en la celda en cada período es:

$$E_{cell_i} = \frac{I_{cell_i_max} \cdot V_{cell_i}}{f_i} \quad (45)$$

Por lo tanto,

$$Q_{E_i} = \frac{2 \cdot f_i \cdot C_i \cdot V_{in}^2}{\pi^2 \cdot V_{cell_i} \cdot I_{cell_i_max}} \quad (46)$$

Considerando (2) y (40), la ecuación (46) es:

$$Q_{E_i} = \frac{V_{in}^2}{\pi^3 \cdot Z_i \cdot V_{cell_i} \cdot I_{cell_i_max}} \quad (47)$$

Con (19), (31), (37) y (38), (47) se puede reescribir así:

$$Q_{E_i} = \frac{1}{\pi^2} \frac{\lambda_i - 1}{\lambda_i} \frac{1}{(\mu_i - v_{knee}) \cdot \Gamma_i} \quad (48)$$

El proceso de diseño debería realizarse del siguiente modo. Primeramente, se debe fijar un valor para v_{knee} mediante (38). Con v_{knee} y n_{cell} se puede obtener μ_i mediante (37). $\Delta\phi_c$ debe fijarse en torno a un valor razonable (i.e., aproximado a 30°); con μ_i , $\Delta\phi_c$ y las ecuaciones (30), (35) and (36) se puede obtener la relación de transformación r_{tr_i} . Para ello, en la Fig. 5 se representado gráficamente la ecuación (30): $\Delta\phi_c$ en función de r_{tr_i} para diferentes valores de μ_i (i.e., n_{cell} y v_{knee}). Con la ecuación (35), r_{tr_i} y μ_i , se puede obtener ϕ_{ini} y ϕ_{end} (en función de $\Delta\phi_c$). Γ_i se calcula mediante ϕ_{ini} , ϕ_{end} , r_{tr_i} , μ_i y las ecuaciones (31) y (34), tal y como muestra la Fig. 6. Como ya se comentó, el valor de Q_{E_i} supone buscar una solución de compromiso entre rendimiento y comportamiento ideal de las trampas. Una vez se ha obtenido Γ_i , la ecuación (48) puede usarse para determinar λ_i considerando el valor de Q_{E_i} escogido. El valor resultante de λ_i (ecuación (19)) debe ser siempre inferior al valor real que tengan los transformadores de las trampas una vez construidos. El valor medio máximo de corriente inyectada en la trampa ($I_{cell_i_max}$) es un parámetro a fijar por el diseñador. Por lo tanto, la ecuación (47) puede emplearse para obtener el valor de la impedancia de cada trampa Z_i . Con esta impedancia y la frecuencia de resonancia (f_i), es posible obtener los valores L_i y C_i de cada trampa.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para validar la guía de diseño, se ha construido un prototipo para cuatro celdas conectadas en serie. La frecuencia de conmutación varía en el rango 100-215 kHz. Considerando tolerancias de 7,5%, las cuatro frecuencias de resonancia nominales son 109, 134, 164 y 200 kHz. El valor de v_{knee} se fija en 0,2; por ello, μ_i es 0,3. El ángulo de conducción es de 30° y la relación de transformación mínima es 0,48. De la Fig. 6, se obtiene que Γ_i es aproximadamente 0,002, por lo que el valor mínimo de λ_i es 1,009 para $Q_{E_i}=5$. Este valor de λ_i es menor que el correspondiente a cualquier transformador construido con las técnicas habituales. $I_{cell_i_max}$ se fija en 0,1 A (apropiado para un equilibrador de estas características). Por ello, Z_i debe

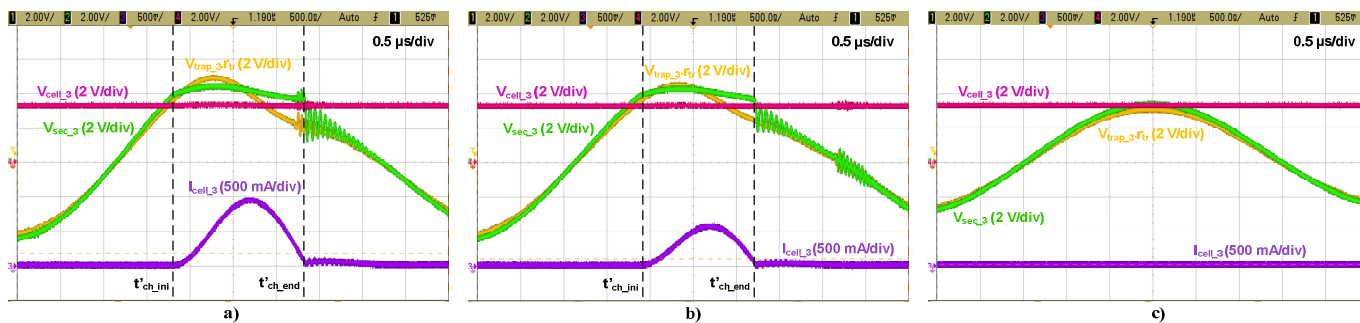


Fig. 7. Corriente de equilibrado, tensión de la celda y de la trampa para los ciclos de trabajo: a) $D=0,5$; b) $D=0,75$; c) $D=0,90$.

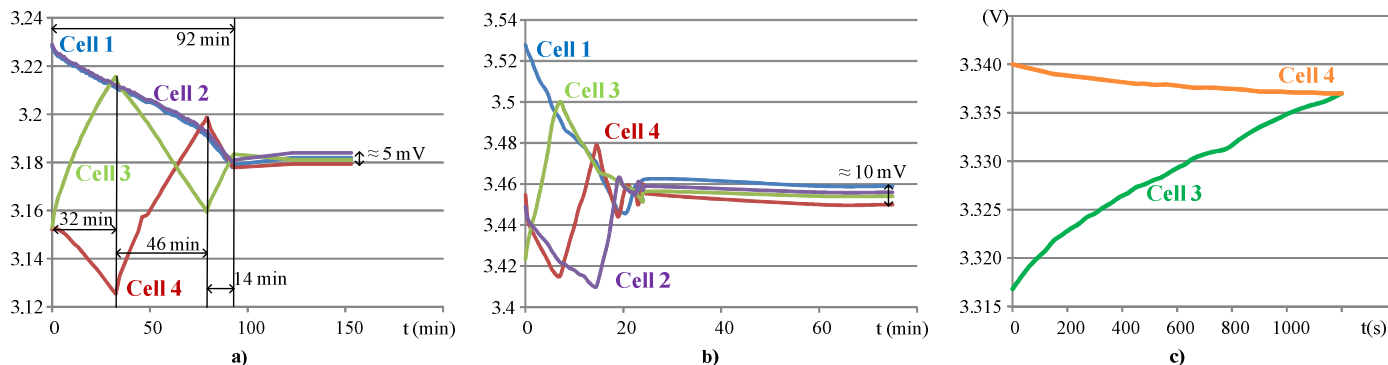


Fig. 8. a) Tensiones de las cuatro celdas y efecto del equilibrador cuando aquellas tienen valores distintos cercanos al nominal; b) Tensiones de la cuatro celdas y efecto del equilibrador cuando una de las celdas alcanza la tensión máxima y el resto no c) Detalle del proceso de carga.

presentar un valor cercano a 4. Conociendo la impedancia y las frecuencias de resonancia, los valores de inductancia y bobina son inmediatos.

En la Fig. 7 se muestra la tensión en el secundario del transformador ($V_{sec,3}$), la tensión de celda ($V_{cell,3}$), la corriente inyectada a la celda ($I_{cell,3}$) y la tensión aplicada a la trampa 3 (las dos primeras magnitudes referidas al primario del transformador). Como se puede ver, el proceso de carga es como el descrito, luego las ecuaciones en las que se basa el diseño optimizado, y que se han obtenido a partir del análisis de este proceso, pueden considerarse válidas. Además, se puede ver que el diodo conmuta a corriente cero.

En la Fig. 8 el equilibrador propuesto se ha conectado a celdas de batería reales de 2,5 Ah. En Fig. 8a, el proceso de equilibrado se realiza con todas las celdas en tensiones próximas a su tensión nominal (3,3 V). Tras 92 minutos, las tensiones de las cuatro celdas pueden considerarse dentro del rango aceptado y el equilibrador cesa su actividad. Tras 150 minutos en reposo, las tensiones de las celdas se han estabilizado y la mayor diferencia es de 5 mV. En la Fig. 8b, una de las celdas ha alcanzado 3,6 V (la tensión de carga recomendada) y el resto presentan una tensión inferior. El proceso de equilibrado lleva a una diferencia máxima de tensión de 10 mV tras el período de relajación. Por último, la Fig. 8c muestra un detalle del proceso de carga de una de las celdas (sin incluir el período de relajación).

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se presenta la optimización de diseño de un equilibrador de celdas de batería basado en el concepto de trampas de onda.

La relación entre la energía resonante y la inyectada en la celda resulta ser el parámetro de diseño fundamental. Esta

relación debe tener un valor lo suficientemente alto como para asegurar que la resonancia en la trampa no se ve afectada por la inyección de parte de la energía resonante en la celda. Por otro lado, no debe tener un valor excesivo para no penalizar en exceso el rendimiento del equilibrador. En la práctica, un valor cercano a uno, o algo superior, resulta ser una adecuada solución de compromiso.

Las tolerancias también juegan un papel fundamental. Las trampas deben tener una frecuencia de resonancia tal que dichas tolerancias no hagan que dos frecuencias de resonancia se superpongan o cambien su posición relativa.

REFERENCES

- [1] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review," in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE, 2008, pp. 1-6.
- [2] T. A. Stuart and Z. Wei, "Fast equalization for large lithium ion batteries," Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, vol. 24, pp. 27-31, 2009.
- [3] 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.
- [4] P. Sang-Hyun, K. Tae-Sung, P. Jin-Sik, M. Gun-Woo, and Y. Myung-Joong, "A New Buck-boost Type Battery Equalizer," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009, pp. 1246-1250.
- [5] 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.
- [6] M. Arias, D. Breton, M.M. Hernando, U. Viscarret, I. Gil, "Equalization system for serially-connected battery cells based on the wave-trap concept," Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, vol., no., pp.4319,4326, 14-18 Sept. 2014
- [7] 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.