

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE QUERÉTARO



FACULTAD DE INGENIERÍA
DOCTORADO EN INGENIERÍA

TESIS DOCTORAL

Desarrollo de un ecualizador de celdas de un banco de batería para su aplicación en vehículos eléctricos

Presenta: Mtro. Alfredo Alvarez Díaz-Comas

Asesor: Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Sinodales:

Presidente: Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Secretario: Dr. Miguel Ángel Martínez Prado

Vocal: Dr. Roberto Valentín Carrillo Serrano

Sustituto: Dr. Suresh Thenozhi

Sustituto: Dr. Aurelio Domínguez González

1 de agosto de 2023



Dirección General de Bibliotecas y Servicios Digitales
de Información



Desarrollo de un ecualizador de celdas de un banco de
batería para su aplicación en vehículos eléctricos

por

Alfredo Alvarez Díaz-Comas

se distribuye bajo una [Licencia Creative Commons
Atribución-NoComercial-SinDerivadas 4.0
Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/).

Clave RI: IGDCC-293247

A mi abuela, por ser mi primera escuela

Agradecimientos

A mis compañeros de doctorado por su amistad y por hacerme sentir como en casa.

A mis profesores por compartir sus conocimientos y tiempo.

A mis revisores por sus sugerencias para lograr un mejor trabajo.

A mi familia por todo su apoyo y cariño.

A mi papá por sus consejos.

A mi mamá por ser mi guía y compañera en este período.

A mi asesor Dr.C. Juvenal Rodríguez Reséndiz por todo el tiempo que me dedicó y por su paciencia.

A CONACyT por el apoyo económico que me brindó para la realización de este trabajo.

A la Universidad Autónoma de Querétaro por la oportunidad de realizar mis estudios de doctorado.

Índice

1. Introducción	5
2. Antecedentes	7
2.1. Métodos pasivos	9
2.2. Métodos activos	11
2.2.1. Ecuilizador basado en capacitores	12
2.2.2. Ecuilizador basado en inductores	18
2.2.3. Converter-based Equalizers	21
2.3. Discusión	27
2.4. Conclusiones del capítulo	31
3. Metodología de la investigación	31
3.1. Problema a resolver	31
3.2. Justificación	32
3.3. Hipótesis	32
3.4. Objetivo	33
3.5. Objetivos específicos	33
3.6. Metodología	33
3.7. Factibilidad e impacto tecnológico y social	34
4. Resultados y discusión	34
4.1. Ecuilizador basado en resistencias y capacitores para su aplicación en EVs	34
4.1.1. Ecuilizador basado en red de resistencia y capacitor	34
4.1.2. Diseño del ecuilizador propuesto	38
4.1.3. Comparación	42
4.1.4. Resultados de simulación	46
4.1.5. Conclusiones	50
4.2. Ecuilizador de baterías basado en un inductor con componentes reducidos aplicado a EVs	50
4.2.1. Operación y análisis del ecuilizador propuesto	50
4.2.2. Diseño del ecuilizador de un solo inductor propuesto	55
4.2.3. Comparación	57
4.2.4. Resultados de simulación	63
4.2.5. Conclusiones	69
4.3. Ecuilizador de batería de alta eficiencia basado en capacitores para su aplicación en EVs	70
4.3.1. Operación y análisis del ecuilizador propuesto	70

4.3.2. Diseño del ecualizador propuesto	74
4.3.3. Comparación	77
4.3.4. Resultados de simulación	80
4.3.5. Conclusiones	81
5. Conclusiones	82
6. Abreviaturas y Acrónimos	83
Referencias	84

1. Introducción

El calentamiento global es uno de los mayores desafíos en la actualidad para la especie humana. El aumento de la temperatura ha provocado la desaparición de especies animales y vegetales, destrucción de glaciares, ascenso del nivel del mar, eventos meteorológicos extremos y muchos otros fenómenos que amenazan la vida en el planeta tal como la conocemos. La principal causa de este cambio es la emisión de gases de efecto invernadero a la atmósfera. Estos gases permiten que la luz proveniente del Sol los atraviese y lleguen a la Tierra; sin embargo, retienen parte de la radiación que es rebotada en la superficie de la misma [1].

Algunas de las principales fuentes de estos gases de efecto invernadero son: la generación de electricidad, el transporte, el sector industrial, la agricultura y los sectores comercial y residencial. El sector del transporte es uno de los mayores contribuidores, representando un 24 % del total de emisiones de CO_2 a nivel mundial. Este sector es el responsable del mayor crecimiento en emisiones de la actualidad debido al crecimiento del turismo, la economía globalizada y el aumento de los estándares de vida [2].

Una alternativa viable para reducir las emisiones en este sector es el uso de vehículos eléctricos (EVs, por sus siglas en inglés), los cuales prácticamente se comportan como coches de cero emisiones. A pesar del reciente interés por estos automóviles, su invención se remonta al siglo XIX. William Morrison construyó el primer automóvil eléctrico exitoso en los Estados Unidos de América en 1891. Para 1914, las ventas de estos automóviles comenzaron un declive irreversible e inevitable debido a la competencia con los automóviles de combustión interna. Nunca desaparecieron por completo, pero su uso quedó limitado a vehículos ligeros [3, 4].

La mayoría de las razones por las que estos autos nunca tuvieron un uso extensivo permanecen en la actualidad. La autonomía del coche, el largo tiempo de carga, escasez de estaciones de carga, alto precio de venta y otros. No obstante, actualmente, presentan un desempeño comparable a los vehículos basados en motor de combustión interna [5].

A pesar de las limitaciones mencionadas anteriormente, en EE. UU. se han brindado beneficios para incentivar la compra de estos automóviles debido a su positivo impacto ambiental. Algunos ejemplos son créditos para compra, acceso a carriles de viaje compartidos, exención de inspecciones y reducción de tarifas de registro, entre otros [6]. Estos y otros factores han provocado que las ventas de estos vehículos crezcan siete veces entre 2010 y 2015 [7].

En la industria electrónica han surgido nuevos desafíos en aplicaciones de EVs debido al aumento acelerado del uso de estos automóviles. En [8, 9] se destacan los siguientes tópicos de investigación para los años futuros: mejora y disminución del tamaño de los cargadores de baterías, creación de convertidores CD-CD para la interfaz de las fuentes con un bus de CD y la creación de nuevas topologías de inversores para el sistema de tracción. El principal problema relacionado con la batería identificado en estos documentos es la ecualización de celdas del banco de baterías.

Un banco de baterías en un EV consta de un grupo de celdas conectadas en serie y/o paralelo. No obstante, cada celda de iones de litio no es exactamente igual a las demás en términos de capacidad,

resistencia interna y tasa de autodescarga debido a la dispersión normal durante el proceso de manufactura. Estas características provocan un tiempo de carga/descarga diferente para cada celda, lo que puede provocar una carga insuficiente, una sobrecarga o una descarga excesiva en algunas celdas si el paquete de baterías funciona sin protección [8, 10]. En estos estados, la célula pierde capacidad y puede explotar; en consecuencia, es deseable evitarlos. La solución más viable para este problema no se encuentra modificando la química de la batería, sino que se encuentra en la industria electrónica. Por lo tanto, el paquete de baterías está equipado con circuitos ecualizadores de baterías (BECs, por sus siglas en inglés) para evitar los estados mencionados anteriormente [10, 11, 12].

Un BEC es esencialmente un controlador electrónico de potencia, que toma medidas activas para igualar el voltaje o el estado de carga (SoC, por sus siglas en inglés) en cada celda [13, 14, 15]. Como resultado, cada una de las celdas tiene el mismo SoC durante la carga y descarga, incluso en condiciones de alta dispersión en capacidad y resistencia interna. Si todas las celdas tienen el mismo SoC, se degradan por igual a la degradación promedio del paquete. Si se cumple esta condición, todas las celdas tienen la misma capacidad durante toda la vida útil del paquete de baterías, lo que evita el final prematuro de la vida útil debido al final de la vida útil de una sola celda [16, 17, 18]. Un diagrama de estos dispositivos se presenta en la Figura 1.

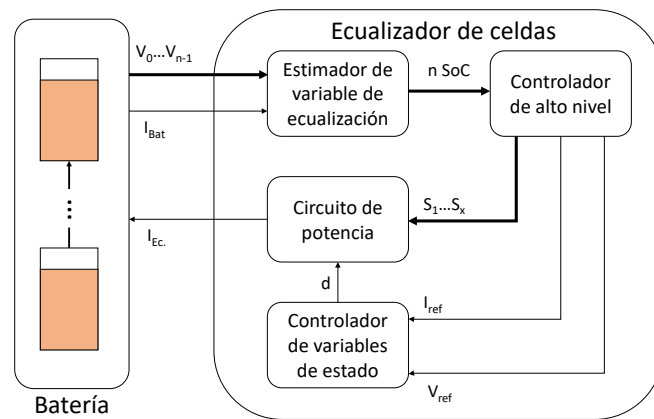


Figura 1: Diagrama de un ecualizador de celdas.

En la figura se puede apreciar que puede existir un bloque que estime la variable de ecualización. La variable más utilizada es la tensión de la celda, ya que es sencillo de entender y se mide directamente. En este caso no sería necesario el estimador de la variable de estado. Sin embargo, esta variable no refleja el estado interno de la celda y se ve afectada por muchos parámetros internos que producen fluctuaciones del voltaje y la activación del proceso de ecualización [19, 20].

Si se utiliza la tensión de la celda como variable de ecualización, no es necesario tener un estimador en el BEC, ya que esta variable se puede medir directamente. No obstante, cuando la variable de ecualización es el SoC o la capacidad de la celda, no se miden directamente y requieren un estimador de estado. En comparación con la tensión, estos métodos reflejan el estado interno de

la batería con mayor precisión y presentan un tiempo de ecualización más bajo. Además, no se ve afectado por el proceso de envejecimiento y aprovecha al máximo la potencia de la batería. No obstante, el principal inconveniente de esta variable es su complejidad para ser obtenida con precisión. Por lo tanto, el tiempo de diseño aumenta y requiere un hardware potente para su implementación [21, 22].

Es bien sabido que las baterías son, de hecho, el principal obstáculo para conducir EVs y, como se mencionó anteriormente, el principal problema para la industria electrónica es la ecualización de celdas [8]. Por tanto, en este trabajo se realiza un estudio crítico de los BECs existentes actualmente. Además, se proponen nuevas soluciones que mejoren algún parámetro en los ecualizadores existentes como la cantidad de componentes utilizados o la eficiencia del circuito. La sección 2 presenta los principales BECs presentes en la literatura. Además, se realiza una comparación basada en simulaciones para definir las ventajas y desventajas de cada topología y evidenciar las mejores oportunidades de investigación. La sección 3 presenta los principales puntos de la metodología de la investigación utilizada durante el desarrollo de la presente investigación. La sección 4 presenta los resultados obtenidos con el trabajo desarrollado. Finalmente, la sección 5 presenta las principales conclusiones a las que se arribó luego de la realización del trabajo.

2. Antecedentes

El circuito de potencia es un subsistema importante para lograr la ecualización de celdas. Se han presentado muchos circuitos de ecualización en la literatura, como se muestra en la Figura 2 [23]. Los BECs presentan la electrónica para extraer energía de una celda y transferir esa energía a otra celda. Un controlador de alto nivel utiliza esa función para mantener el SoC homogéneo en todo el banco de baterías. Los BECs se clasifican en un ecualizador pasivo o activo dependiendo de si disipa energía [24, 25]. Además, según su elemento principal, se clasifican como se muestra en la Figura 2. El color del marco de la caja indica las posibles transferencias de energía. La Tabla 1 explica el código de color utilizado.

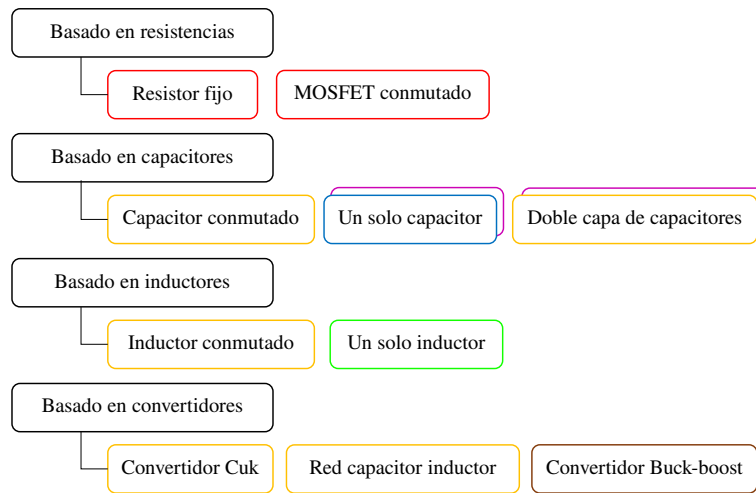


Figura 2: Clasificación de BECs basado en el elemento principal[25].

Tabla 1: Leyenda del código de colores utilizado en la Figura 2.

Transferencia	Color de borde	Discusión
Celda a calor	Rojo	Implica el uso de un resistor para quemar el exceso de energía
Celda a celda adyacentes	Amarillo	El BEC Solo puede transferir energía entre celdas adyacentes
Celda a celda directo	Azul	El BEC puede transferir energía entre celdas del banco de baterías, independiente de su posición en el arreglo
Arreglo de celdas a arreglo de celdas	Fucsia	El BEC puede transferir energía entre arreglo de celdas del banco de baterías, independiente de su posición en dicho banco
Batería a celda	-	El BEC puede transferir energía desde todo el banco de baterías hacia una celda específica
Celda a batería	-	El BEC puede transferir energía desde una celda específica hacia todo el banco de baterías
Arreglo de celdas a celda	Marrón	El BEC puede transferir energía desde un arreglo de celdas específico hacia una celda específica del banco
Celda a arreglo de celdas	Marrón	El BEC puede transferir energía desde una celda específica hacia un arreglo de celdas
Todas las anteriores	Verde	El BEC puede realizar cualquiera de los métodos mencionados anteriormente para la transferencia de energía (excluyendo la quema de energía)

2.1. Métodos pasivos

Los BEC pasivos mantienen el voltaje de funcionamiento de las celdas quemando el exceso de energía. La Figura 3 muestra la topología de resistencias conmutadas. Se puede apreciar que estos ecualizadores presentan un interruptor y una resistencia para cada celda. En este esquema, el transistor de efecto de campo de óxido de metal (MOSFET, por sus siglas en inglés) controla la cantidad de energía quemada. La resistencia transforma la energía en calor cuando el MOSFET está encendido. Además, el interruptor se mantiene encendido hasta que la celda alcanza el voltaje más bajo del paquete. Por lo tanto, es crucial evitar las celdas dañadas para evitar un exceso de energía desperdiciada. Estos ecualizadores presentan una baja eficiencia ya que el objetivo es quemar energía. Además, requieren un sistema de gestión térmica [26]. La Figura 4 muestra el circuito de control requerido para este esquema. Donde V_i es el voltaje de la i -ésima celda del paquete de baterías, V_{LV} es la celda de menor voltaje en el paquete de baterías y S_i es la señal de control del i -ésimo MOSFET.

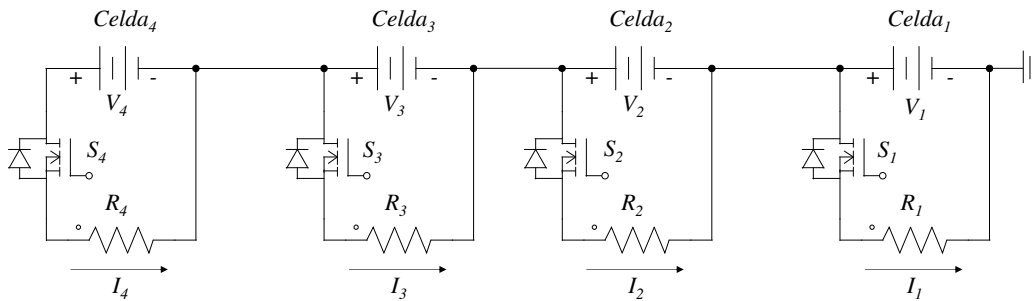


Figura 3: Ecualizador de resistores conmutados.

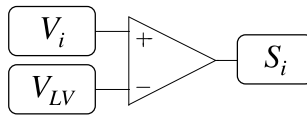


Figura 4: Circuito de control del esquema de resistores conmutados.

La Figura 5 muestra la simulación del proceso de ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando la topología de resistencias conmutadas. La resistencia presenta un valor de 1Ω , dando lugar a una corriente numéricamente igual al voltaje de la celda ($2.7-4.2 A$). La disipación de potencia máxima requerida es el cuadrado de la corriente máxima ($17,64 W$). Se puede apreciar que la energía quemada es de $200 mAh$, $150 mAh$ y $100 mAh$ en las celdas 2, 3 y 4, respectivamente. El tiempo de ecualización depende de la cantidad de energía requerida para quemar y el voltaje de la celda. La Ecuación (1) describe el comportamiento del tiempo de ecualización en este esquema. Donde t_e es el tiempo de ecualización, $Q_{exceeded}$ es el exceso de

energía en una celda en comparación con la celda con el SoC más bajo y I_{eq} es la corriente de ecualización. Por lo tanto, el tiempo de ecualización es inversamente proporcional al voltaje de la celda. Además, es deseable activar el proceso de ecualización cuando las celdas presenten el mayor voltaje posible. El exceso de energía siempre está relacionado con la celda de menor SoC; por lo tanto, es imperativo evitar una celda dañada, ya que conducirá a un desperdicio de energía excesivo.

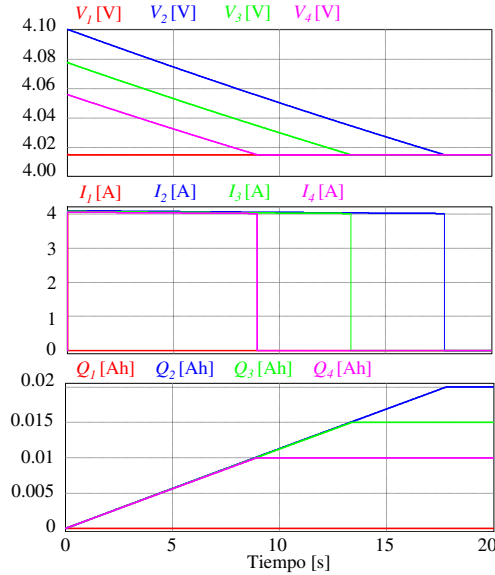


Figura 5: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de resistencias conmutadas.

$$t_e = \frac{3600Q_{exceeded}}{I_{eq}(t)} [s] \quad (1)$$

La referencia [27] presenta el esquema del interruptor en paralelo para la ecualización pasiva. Trabajos anteriores han usado esta topología [28, 26]. Sin embargo, en [27], el MOSFET se usa como una fuente de corriente dependiente del voltaje logrando una topología muy flexible. La Figura 6 muestra el esquema del interruptor en paralelo. Este esquema solo presenta un MOSFET por celda. El principio de funcionamiento es el mismo que el de la topología de resistencia conmutada: la energía se extrae de cada celda y se transforma en calor hasta que todas las celdas igualan la celda con SoC más bajo. Sin embargo, esta topología elimina la resistencia y se obtiene un circuito con menor cantidad de componentes. Sin embargo, la complejidad del controlador requerida en este esquema es mayor que la requerida en la topología de resistencia conmutada. Además, el MOSFET debe operar en la región óhmica. La corriente de ecualización deseada se controla con el impulsor del MOSFET. La Figura 7 muestra el algoritmo para lograr el comportamiento deseado en el MOSFET. Además, como en la topología anterior, es imperativo evitar celdas dañadas en el banco de baterías. La gran desventaja de estos esquemas es la pobre eficiencia. Sin embargo, no requiere un gran sistema de gestión térmica ya que se utiliza la brida del MOSFET.

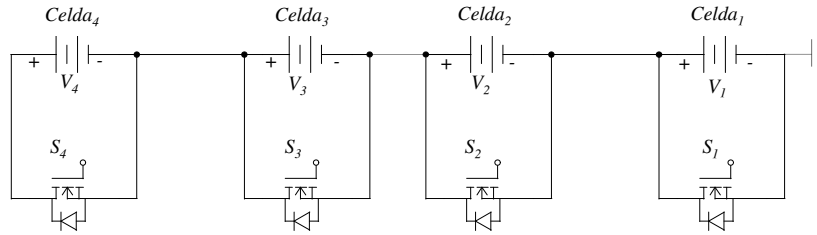


Figura 6: Esquema de MOSFET en paralelo.

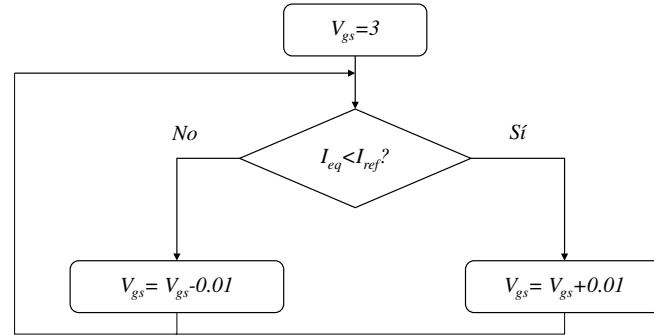


Figura 7: Algoritmo para el funcionamiento del equalizador del MOSFET en paralelo.

La Figura 8 muestra la simulación del proceso de equalización de un banco de baterías de cuatro celdas usando el circuito del interruptor de derivación. La corriente se controla a 4 A con el voltaje de fuente de puerta de cada MOSFET. En este circuito, la corriente no depende del voltaje de la celda y del valor de una resistencia fija. Por lo tanto, el tiempo de equalización se puede controlar con la corriente de referencia. La Ecuación (1) también describe el comportamiento del tiempo de equalización para este circuito. Se puede apreciar que el tiempo de equalización fue ligeramente mayor con este esquema. Sin embargo, usar la referencia adecuada para la corriente puede emular el comportamiento anterior o incluso mejorarlo. La principal desventaja de esta configuración es la baja eficiencia y que se deben evitar el uso de celdas dañadas.

2.2. Métodos activos

Los equalizadores activos transfieren el exceso de energía de una celda con alto SoC a otra celda con bajo SoC. Por lo tanto, presentan una alta eficiencia en comparación con las topologías pasivas. Sin embargo, son costosos y complejos de controlar [29]. Se clasifican considerando el componente principal, como se ilustra en la Figura 2, en: basados en capacitores, basados en inductores y basados en convertidores. Además, considerando las posibles transferencias se dividen en celda a celda (C2C), arreglo de celdas a celda (S2C), celda a arreglo de celdas (C2S), batería a celda (P2C),

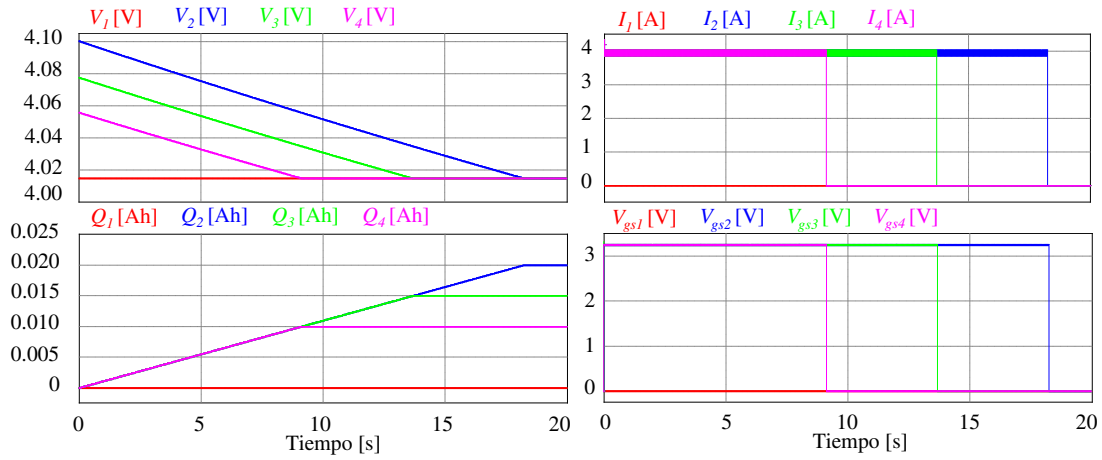


Figura 8: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de MOSFET en paralelo.

celda a batería (C2P) y arreglo de celdas a arreglo de celdas (S2S) [29, 13, 25].

2.2.1. Ecualesores basados en capacitores

Las topologías basadas en capacitores utilizan este elemento para transferir la energía entre celdas. La Figura 9 muestra el ecuualizador de capacitor conmutado. Este circuito es bastante sencillo de entender y controlar. Presenta un capacitor común para dos celdas adyacentes. Los interruptores conectan el condensador a una celda y su adyacente alternativamente. Una señal cuadrada aplicada a los interruptores provoca ese comportamiento. Por lo tanto, este es el único control requerido en este esquema. En medio ciclo de la onda cuadrada, la celda con el voltaje más alto entrega la energía al capacitor. En la otra mitad del ciclo, la celda recibe la energía del capacitor. El circuito requiere dos MOSFET para cada celda y un capacitor para cada par de celdas adyacentes [30].

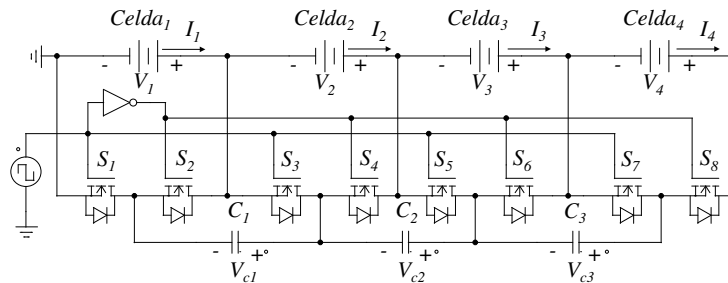


Figura 9: Esquema de ecuualizador de capacitores conmutados.

La corriente de ecuualización no se controla en este esquema. Por lo tanto, no es posible evitar picos de corriente en la salida de la celda y presentar un tiempo de ecuualización lento. La Ecuación

(2) muestra el comportamiento de la corriente en el capacitor C_1 de la Figura 9. Donde i_{C_1} es la corriente en el capacitor C_1 , V_x es el voltaje en la Celda $_x$, R es la resistencia del camino de la corriente y C_1 es la capacitancia del condensador C_1 . La corriente máxima depende de la diferencia de voltaje entre las celdas adyacentes y la resistencia de la ruta de corriente. Este pico de corriente no debe superar un umbral de corriente para evitar daños en las celdas. Sin embargo, es imposible evitar corrientes peligrosas si la diferencia de voltaje entre celdas adyacentes es grande [23, 30].

Además, el factor RC_1 es muy importante ya que afecta la velocidad del sistema. La corriente se vuelve cero después de aproximadamente $5RC_1$. Pasado ese tiempo, el interruptor cambia de estado. De esta forma, se transfiere la máxima energía y se desprecian las pérdidas por conmutación [31]. Este trabajo utilizó un capacitor de $47 \mu F$, una resistencia de 0.5Ω para emular la resistencia en serie del camino de la corriente y una frecuencia de conmutación de $4 kHz$.

$$I_{C_1}(t) = \frac{V_1 - V_2}{R} e^{-\frac{t}{RC_1}} \quad (2)$$

La Figura 10 muestra la simulación del circuito de capacitor conmutado. Se necesitan 8000 segundos (más de dos horas) para ecualizar las celdas dentro de un rango de $10 mV$. Además, el BEC sigue funcionando, por lo que se puede apreciar que a los 16000 segundos todas las celdas están dentro de una histéresis de $0.004 V$. El extenso tiempo de ecualización se debe a que la corriente no está controlada y, después de un pico en la corriente, disminuye a cero. Además, cuanto más se acercan los voltajes de las celdas, menor es la corriente máxima. Sin embargo, este comportamiento conduce a la simplicidad del controlador ya que no requiere una condición de parada. La Figura 11 muestra un zoom en las variables de interés en el circuito. Se puede apreciar el comportamiento de la corriente y su dependencia de la diferencia de voltaje entre celdas adyacentes. También muestra que los MOSFET cambian de estado después de que la corriente se vuelve cero para maximizar la transferencia de energía y disminuir las pérdidas por conmutación. Como demérito presenta transferencias de energía redundantes, como se ejemplifica en la transferencia entre las celdas 2 y 3. Al principio, $V_2 > V_3$; por lo tanto, la celda 2 entrega energía a la celda 3. Sin embargo, en una etapa posterior, la dirección de la transferencia de energía se revierte. Por lo tanto, el proceso es redundante y eso impacta negativamente en la eficiencia y el tiempo de ecualización.

Otra topología basada en capacitores es el ecualizador de un solo condensador, representado en la Figura 12. Este circuito, como su nombre lo indica, solo requiere un capacitor. Sin embargo, requiere dos interruptores bidireccionales por celda (formados con dos MOSFET cada uno). El mismo principio de funcionamiento explicado en la topología anterior rige este circuito. La diferencia radica en el uso de un solo capacitor [32, 33]. Por lo tanto, un controlador de alto nivel decide las dos celdas que requieren ecualización. Se implementó un controlador basado en reglas para este trabajo siguiendo los diagramas de flujo ilustrados en las Figura 13 y 14. El controlador presenta una alta complejidad en esta estrategia ya que gobierna las celdas para igualar y la condición de parada [34, 35].

La Figura 15 muestra la simulación para el ecualizador de un solo capacitor. Se aprecia que

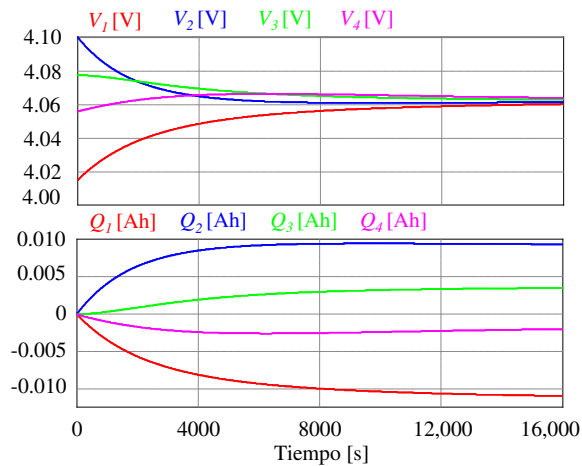


Figura 10: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de capacitores conmutados.

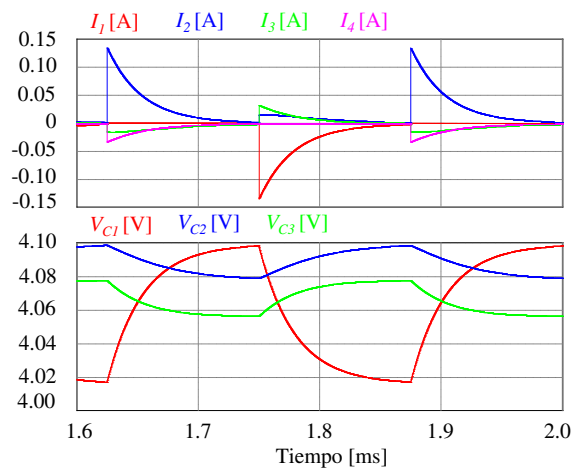


Figura 11: Acercamiento de la corriente y la tensión en las celdas de los capacitores en el esquema de capacitores conmutados.

el tiempo de ecuación aumenta hasta los 28000 segundos (más de siete horas). Este aumento se debe a que presenta las mismas características que la topología anterior, y un solo capacitor para manejar todas las transferencias necesarias. Por lo tanto, requiere 20000 segundos más que el esquema de capacitor conmutado. En general, el ecuador de un solo capacitor presenta malas características en comparación con el capacitor conmutado. Una ventaja es usar solo un capacitor, y la eficiencia es ligeramente superior porque elimina las transferencias redundantes de energía. Además, permite transferencias directas de celda a celda, pero requiere un controlador complejo para aprovechar esa característica. Este circuito solo presenta un capacitor pero requiere un sensor de voltaje por cada celda, el doble de MOSFETs y un controlador para tomar decisiones.

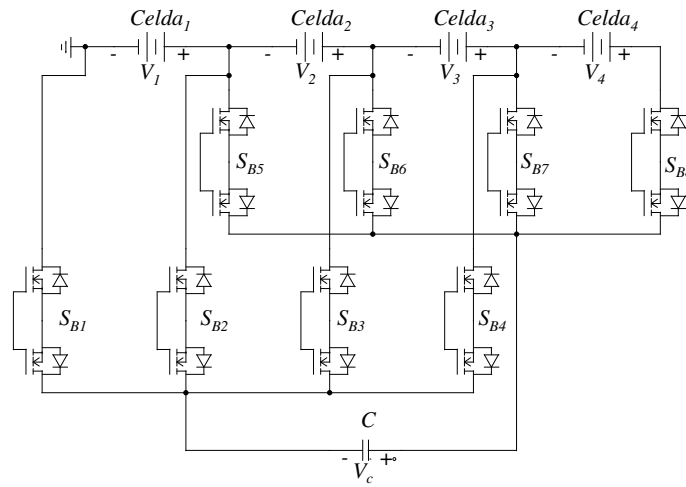


Figura 12: Ecuador de un solo capacitor.

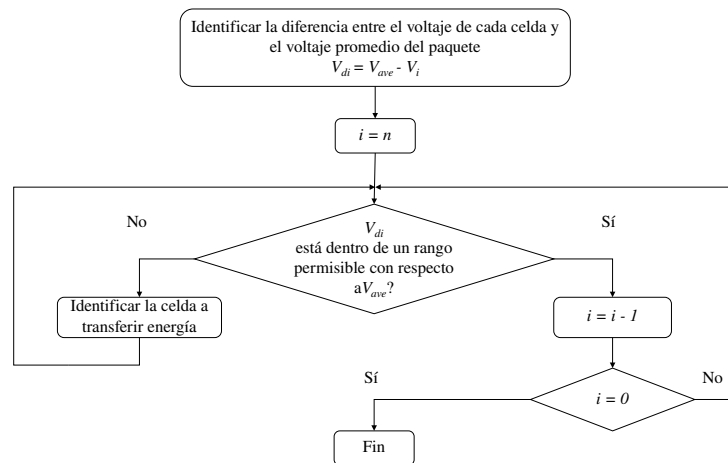


Figura 13: Diagrama general del algoritmo requerido para equalizar el banco de celdas.

La Figura 16 muestra el equalizador de capacitor de dos niveles. Este esquema es muy similar al capacitor conmutado; sin embargo, se agrega una segunda capa de capacitores para acelerar el proceso en este circuito. Presenta el mismo principio de funcionamiento; por lo tanto, el único controlador requerido es una señal cuadrada. La corriente no está controlada, y no se puede evitar un pico de corriente en el interruptor del MOSFET. Además, presenta transferencias de energía redundantes como el equalizador de condensador conmutado [36].

La Figura 17 muestra la simulación del equalizador de capacitores de dos niveles. El proceso de equalización tarda 12000 segundos (más de tres horas). La disminución del tiempo de equalización se debe a la segunda capa de condensadores. Los capacitores agregados provocan que el tiempo de equalización se reduzca a un 66.25 % en comparación con la arquitectura de capacitores conmutados. Además, se puede aplicar el mismo principio para agregar más capas de capacitores.

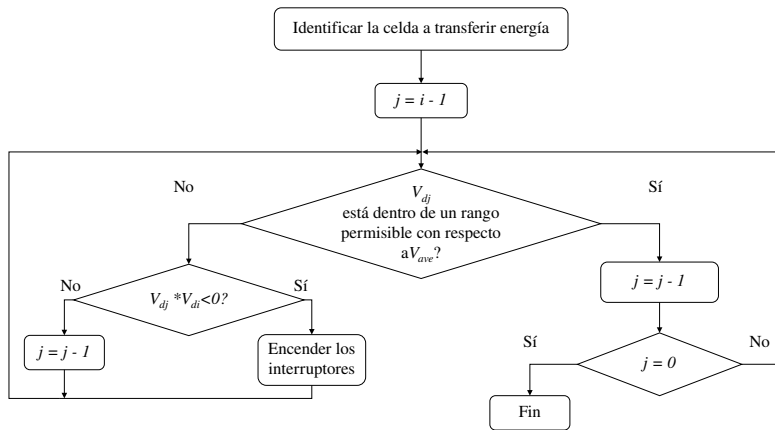


Figura 14: Función de identificar celda.

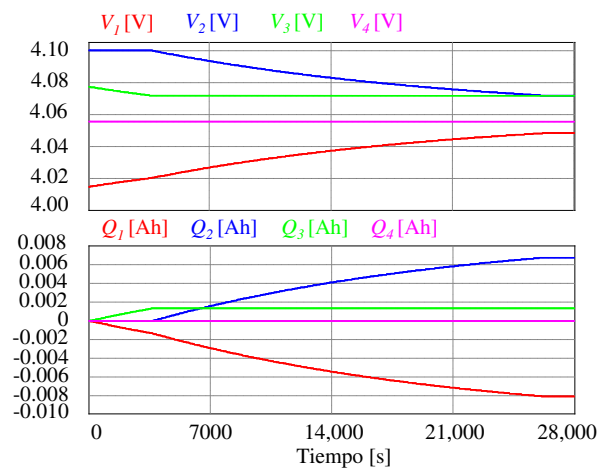


Figura 15: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas usando el esquema de un solo capacitor.

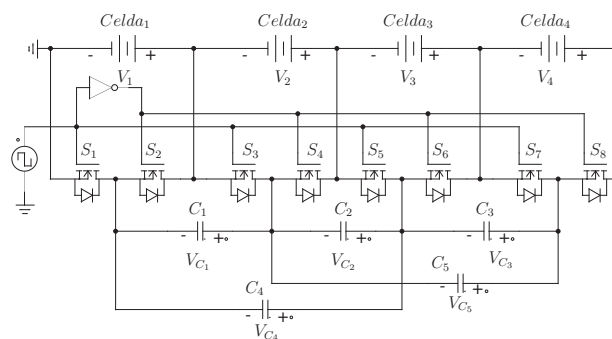


Figura 16: Ecuación de doble capa de capacitores.

De esta manera, el tiempo de ecualización se reduce aún más. La Figura 17 muestra una prueba para un ecualizador de capacitor de tres niveles. En este caso, la marca de 0.04 V se logra más rápido (3800 segundos). Por lo tanto, el diseñador puede decidir el uso de más capas de capacitores para disminuir el tiempo de ecualización ya que el tiempo de ecualización se reduce en 29,63% en comparación con el ecualizador de condensadores de dos niveles. Se pueden agregar capas de capacitores mientras estos elementos sean capaces de manejar el estrés.

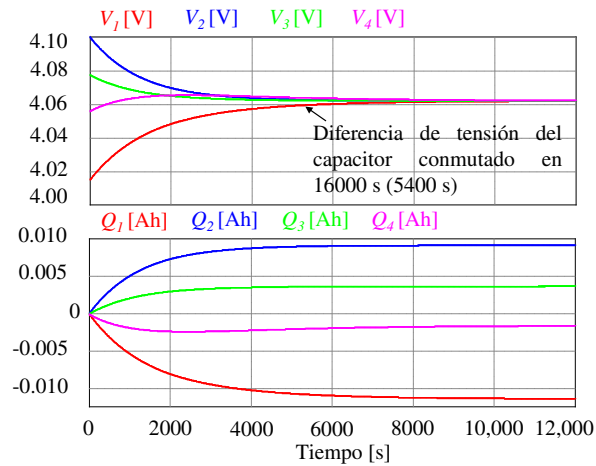


Figura 17: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas usando el esquema de un doble capa de capacitores.

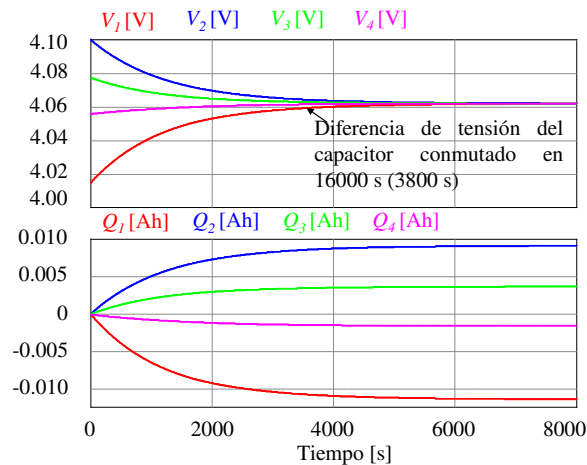


Figura 18: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas usando el esquema de un triple capa de capacitores.

2.2.2. Ecuallizadores basados en inductores

Hay varios esquemas en la literatura que utilizan inductores para transferir energía entre las células. Estos elementos permiten controlar la corriente extraída de las celdas. Por lo tanto, es posible proteger las celdas de corrientes potencialmente peligrosas y reducir el tiempo de ecualización. Sin embargo, estas topologías requieren técnicas de control complejas, presentan pérdidas por magnetización, son voluminosas y costosas [23, 37].

El principio de funcionamiento de estas topologías es alternar la conexión del inductor en paralelo con las celdas del banco de baterías. Al igual que los ecualizadores basados en capacitores, el inductor almacena energía extraída de una celda con un SoC más alto en la primera etapa. Esta energía luego se transfiere a otra celda con un SoC más bajo para completar la transferencia. En la primera etapa, la corriente del inductor aumenta, mientras que en la segunda etapa disminuye [29, 13]. El controlador utilizado en este trabajo aprovecha esta operación para regular la corriente. Un interruptor permanece encendido mientras la corriente está por debajo de la referencia y se apaga cuando la corriente excede el valor de referencia. Es necesario introducir un limitador de frecuencia para evitar esfuerzos excesivos en los interruptores debido a las conmutaciones. La Figura 19 muestra el circuito diseñado para lograr la operación del controlador.

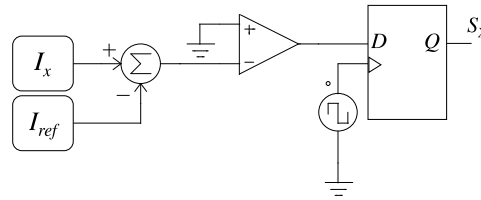


Figura 19: Controlador de corriente.

La Figura 20 muestra el ecualizador de inductor conmutado. Este esquema transfiere energía entre celdas adyacentes. Para ello, requiere dos MOSFET y un inductor por cada par de celdas vecinas. Los MOSFET permiten la transferencia de energía en cualquier dirección. No obstante, es necesario actuar sobre el interruptor adecuado en función de la tensión de cada celda. Por ejemplo, si el voltaje en $Celda_1$ es mayor que el voltaje en $Celda_2$, la señal del controlador debe aplicarse al interruptor S_1 , mientras que el interruptor S_2 debe estar apagado todo el tiempo. Por lo tanto, cuando se apaga el interruptor S_1 , la corriente fluye a través del diodo en antiparalelo del interruptor S_2 para cargar la $Celda_2$. En el controlador es necesario medir el módulo de la corriente en el inductor para compararlo con la referencia. La Figura 21 muestra el controlador con las modificaciones adecuadas para este esquema. Además, se requiere un controlador de alto nivel para manejar la condición de parada (señal de habilitación en la Figura 21). La condición de parada depende de la resolución del sensor [23, 38].

La Figura 22 muestra la simulación de un banco de baterías de cuatro celdas con un ecualizador de inductor conmutado. Este proceso es más rápido que los ecualizadores basados en capacitores

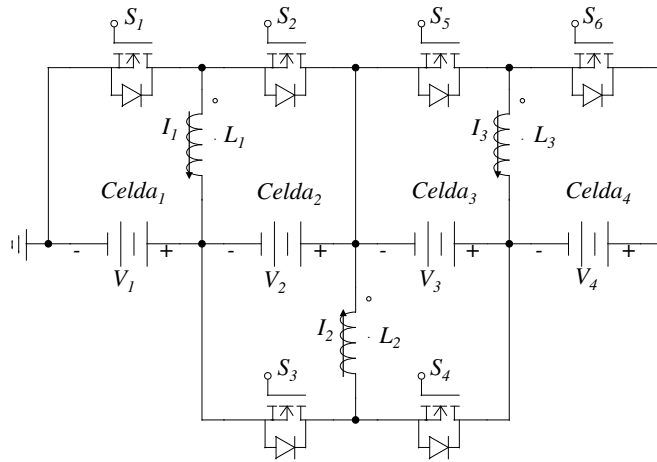


Figura 20: Ecuador de inductor conmutado.

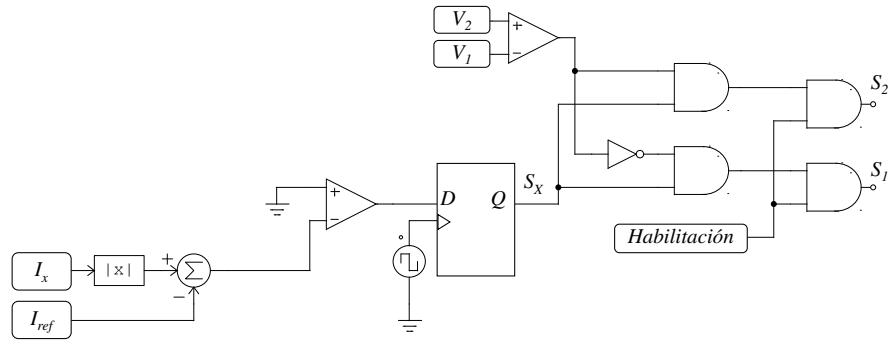


Figura 21: Controlador de corriente requerido en el ecuador de inductor conmutado.

ya que solo toma 16 segundos para terminar la ecuación. Es comparable al tiempo de ecuación obtenido con ecuadores pasivos. Esta característica se debe a la regulación de la corriente extraída/entregada desde/hacia las celdas. Uno de los inconvenientes de este esquema es que solo presenta transferencias C2C adyacentes. Para transferir energía de *Celda₂* a *Celda₄*, debe pasar antes por *Celda₃*. En este trabajo se utilizó un inductor de $500 \mu F$, dando lugar a un rizo de corriente de $0.4 A$. El valor del inductor conduce a un elemento voluminoso. Se puede disminuir el valor de la inductancia para obtener un dispositivo más liviano. Sin embargo, esto aumentará el rizo de corriente. Por lo tanto, es necesario encontrar un compromiso para lograr características deseables en ambos parámetros.

La Figura 23 muestra el ecuador de un solo inductor propuesto en la referencia [39]. Esta topología solo requiere un inductor para manejar todas las transferencias necesarias en el banco de baterías. Por lo tanto, dado que solo un dispositivo de almacenamiento maneja todas las transferencias, este esquema requiere más tiempo para lograr la ecuación que la topología de inductor conmutado. Además del inductor, el circuito requiere dos diodos y dos MOSFET para cada celda,

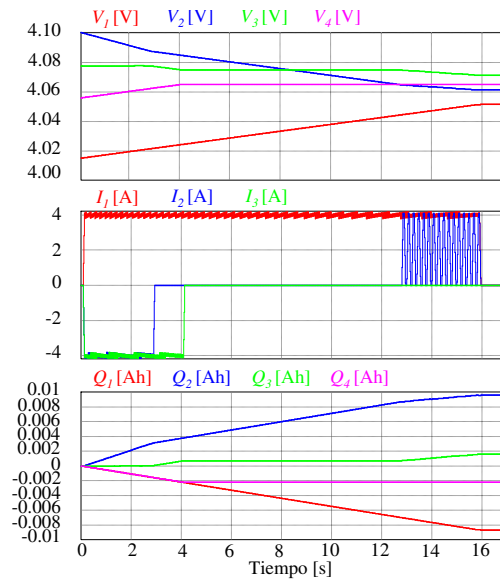


Figura 22: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de inductor conmutado.

más dos diodos y dos MOSFET. Este esquema es versátil ya que son posibles las transferencias C2C, C2S, P2C, C2P y S2S. Sin embargo, para aprovechar todas esas transferencias posibles se requiere un controlador complejo de alto nivel. Este controlador de alto nivel gobierna la condición de parada y envía a los MOSFET adecuados la señal S_x .

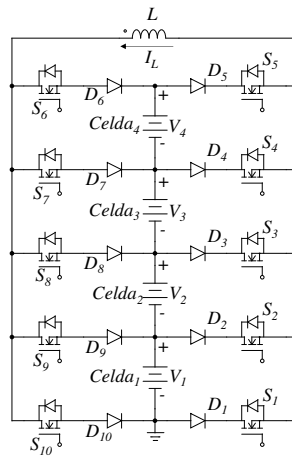


Figura 23: Ecuación de un solo inductor.

La Figura 24 muestra la simulación para un banco de baterías de cuatro celdas con el esquema de un solo inductor. La $Celda_2$ entrega energía a la $Celda_1$, mientras que las celdas 3 y 4 permanecen intactas. Este comportamiento se explica porque se encuentran dentro de un rango permisible

con el voltaje promedio del paquete. Además, refleja una ventaja de las topologías que solo usan un dispositivo de almacenamiento, ya que se usa la transferencia C2C directa para las condiciones iniciales de la batería. Por lo tanto, en caso de que el banco de baterías esté completamente ecualizado excepto por dos celdas físicamente distantes, las topologías con un dispositivo de almacenamiento presentan un menor tiempo de ecualización y mejor eficiencia al utilizar transferencias C2C directo. La Figura 25 muestra una simulación donde se requiere más de una transferencia. En este caso, la topología no funciona bien, ya que se maneja una transferencia a la vez. Para esta simulación, se utilizó un inductor de $500 \mu F$, lo que generó una ondulación de $0.4 A$.

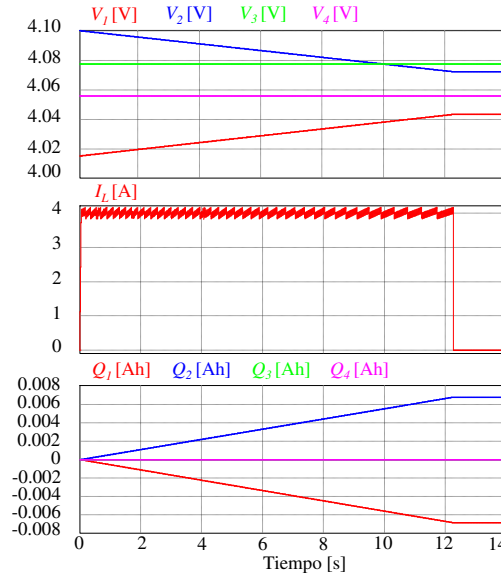


Figura 24: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de un solo inductor.

2.2.3. Converter-based Equalizers

Los convertidores de potencia se han aplicado a la ecualización de celdas en un paquete de baterías. La principal ventaja de estos ecualizadores es el control de la corriente demandada y la corriente entregada por cada celda. Por lo tanto, ninguna de las celdas presenta una corriente pulsante. Sin embargo, son costosos, complejos de diseñar e implementar. Además, es necesario un controlador inteligente para su correcto funcionamiento [40, 23, 24].

La Figura 26 ilustra un ecualizador basado en el convertidor bidireccional Cuk. El convertidor Cuk es un convertidor DC-DC no aislado con la característica de presentar una tensión de salida inversora. Requiere dos inductores, un capacitor interno y dos interruptores por cada par de celdas adyacentes para lograr la transferencia de energía. La presencia de los inductores en la entrada y en la etapa de salida del convertidor permite una corriente suave regulada en ambas celdas involucradas en la transferencia. Sin embargo, dado que se necesita un convertidor para cada par de

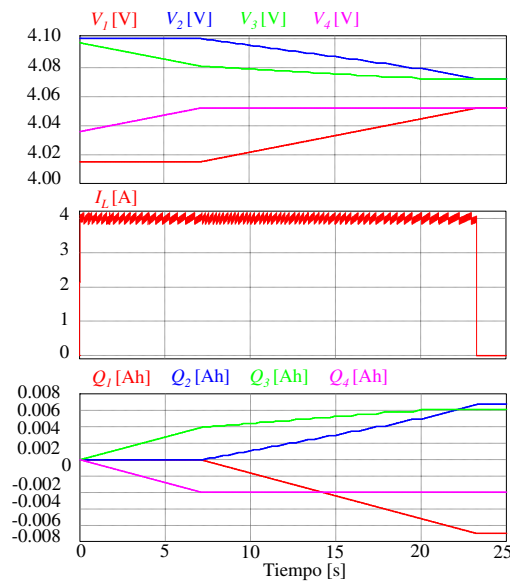


Figura 25: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de un solo inductor y requiriendo más de una transferencia.

celdas adyacentes, es un ecualizador costoso. Este convertidor se puede analizar como un convertidor boost-buck en cascada. La celda fuente transfiere la energía al condensador interno aumentando su tensión. Por otra parte, la segunda etapa emula un convertidor reductor que entrega la energía a la celda receptora [41]. El controlador requerido es muy similar a la topología del inductor conmutado. Sin embargo, la superficie de deslizamiento es más compleja ya que se forma con el voltaje del capacitor interno y cada corriente de ambos inductores. La Figura 27 muestra el controlador implementado para el convertidor entre las celdas 1 y 2.

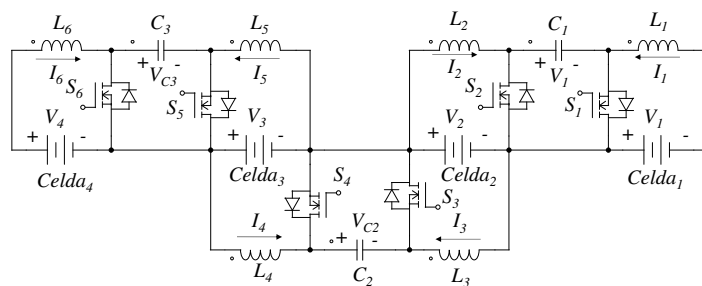


Figura 26: Ecualizador basado en el convertidor Cuk.

La Figura 28 muestra la simulación de un banco de baterías de cuatro celdas usando convertidores Cuk. El controlador utilizado genera un rizado de corriente de 1 A. Es necesario tener en cuenta esta ondulación al seleccionar la referencia de esta variable para proteger la celda. En este caso se fijó en 1A, que está muy por debajo de los 4 A que permite la celda de la batería. Por tanto,

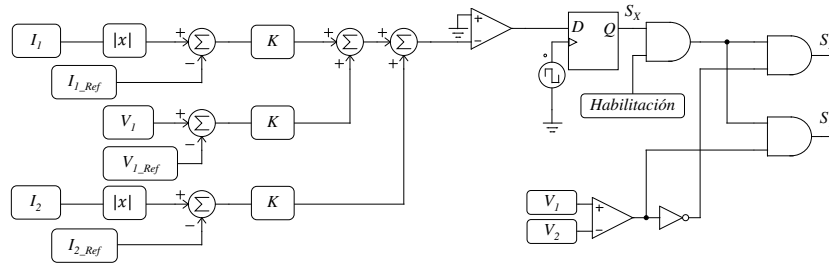


Figura 27: Controlador requerido para el ecualizador basado en el convertidor Cuk.

este proceso es más lento que otras topologías que regulan la corriente a un valor cercano a 4 A. El ripple obtenido en esta simulación fue utilizando dos inductores de $500 \mu F$. La principal ventaja de este esquema es la corriente no pulsante en ambas celdas. La condición de parada para el proceso de ecualización en esta simulación fue 0.01 V. Además, cuando termina la ecualización, está presente una corriente sinusoidal debida a un tanque resonante. Esta corriente pasa a través de las células, lo cual es una característica indeseable. Las celdas se pueden desconectar del convertidor después de igualar el banco de baterías, pero esta solución requiere más dispositivos.

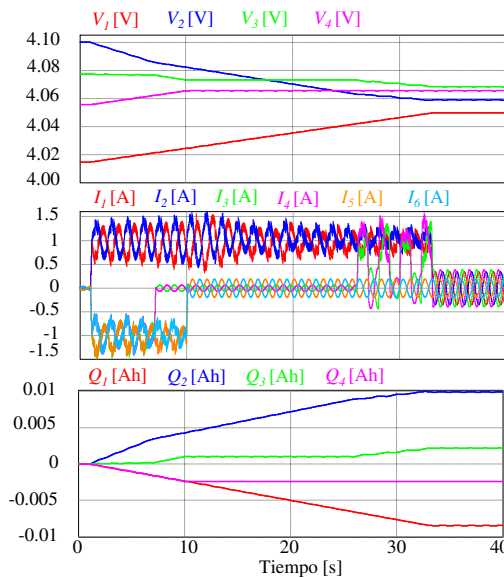


Figura 28: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema basado en el convertidor Cuk.

La Figura 29 muestra el esquema de capacitor-inductor conmutado. Esta topología utiliza dos dispositivos de almacenamiento para lograr la transferencia. Presenta un esquema similar al ecualizador de capacitor conmutado pero se agrega un inductor en serie con el capacitor. Por lo tanto, existen dos MOSFET por cada celda y una red formada por un capacitor y un inductor por cada par

de celdas adyacentes. Además, el principio de funcionamiento es similar para equalizar un par de celdas vecinas. En primer lugar, se activan los MOSFET para obligar a la celda de mayor tensión a enviar energía a los elementos de almacenamiento hasta que el condensador alcance la tensión de la celda. Luego, los MOSFETs se cambian para enviar la energía a la celda con el voltaje más bajo. Este esquema resuelve una desventaja del equalizador de capacitor conmutado ya que el inductor se opone a los cambios bruscos de corriente; por lo tanto, los picos de corriente se evitan al cambiar el MOSFET [42, 43].

El controlador es simple y directo ya que solo requiere una señal PWM aplicada a los MOSFET, como se muestra en la Figura 29. Por lo tanto, la etapa de diseño se simplifica significativamente. Sin embargo, la corriente no está controlada, por lo que el tiempo de equalización es lento. Además, es necesario un análisis para la selección de la frecuencia de conmutación. El objetivo es que la corriente sea cero en el momento en que el interruptor cambie de estado. De esta forma, la potencia perdida durante la conmutación de los dispositivos es despreciable. La Ecuación (3) determina la frecuencia natural amortiguada del sistema [44]. Donde R es la resistencia del circuito, L es la inductancia y C es la capacitancia. De esta forma, se sabe que la corriente y el voltaje se vuelven numéricamente cero con esa frecuencia. Por lo tanto, para lograr una corriente de cero cuando se conmutan los MOSFETs, es suficiente seleccionar un divisor de la frecuencia obtenida por la Ecuación (3).

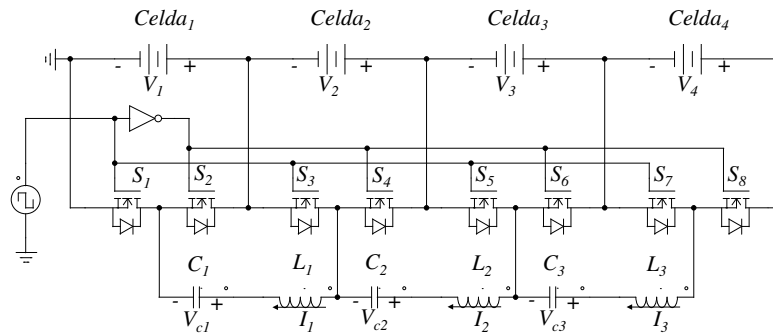


Figura 29: Equalizador de red LC conmutada

$$f_d(t) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{4L - R^2C}{4L^2C}} \quad (3)$$

La Figura 30 muestra la simulación del proceso de equalización para un banco de baterías de cuatro celdas usando un equalizador de red de capacitor-inductor conmutado. Para estas simulaciones, seleccionamos un valor de inductancia de $5 \mu H$, una capacitancia de $10 \mu F$ y una resistencia de $100 m\Omega$. Este esquema conduce a un proceso más lento que el que resulta del uso del esquema de capacitor conmutado. La Figura 31 muestra un zoom de las corrientes y voltajes de interés. Se evitan los cambios bruscos de corriente, y esto es lo que hace que el proceso sea más lento. Después de 40000 segundos (más de 11 horas), el voltaje entre las celdas es de $10 mV$. A pesar del

gran tiempo de ecualización, la gran ventaja de este ecualizador es la simplicidad de su controlador. Una señal de onda cuadrada es suficiente para lograr la ecualización entre celdas. Ni siquiera es necesaria una condición de parada, ya que cuanto menor sea la diferencia de voltaje entre las celdas, menor será el consumo del BEC. Una desventaja de este esquema es que presenta una sobrecualización en el proceso. Además, aunque no se encontró evidencia en la literatura, se analizó el efecto del uso de múltiples redes capacitor-inductor. Este análisis es similar al análisis para usar el esquema de condensadores conmutados de múltiples niveles. La Figura 32 muestra la simulación utilizando dos capas de redes LC. Se puede apreciar que el proceso de ecualización es más rápido y solo utiliza el 27,9% del total del tiempo utilizado con una sola capa. Por otra parte, la Figura 33 muestra la simulación utilizando tres capas de redes LC. El proceso finaliza en un 13.8 % del tiempo total que requiere la topología de una sola capa.

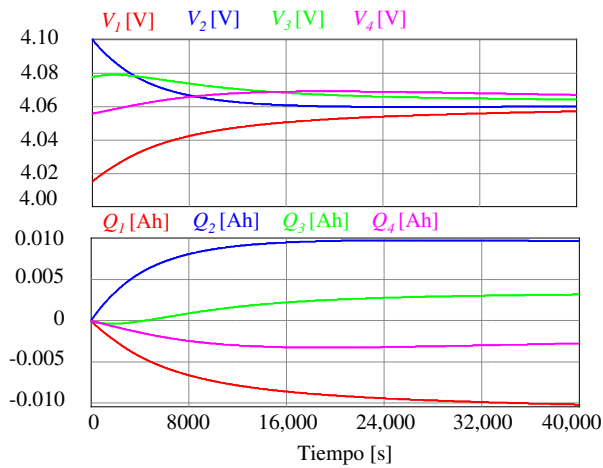


Figura 30: Ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de red LC conmutada.

La Figura 34 ilustra el ecualizador basado en el convertidor buck-boost propuesto en [45, 46]. Las celdas 1, 2 y 3 transfieren su excedente de energía a las celdas que están dispuestas físicamente encima de ellas en el banco de baterías. Por ejemplo, para extraer energía de la *Celda*₂, todos los interruptores se mantienen apagados excepto el interruptor S_2 . De esta forma, cuando se activa el interruptor, la energía se transfiere desde la *Celda*₂ al inductor L_2 . Por el contrario, cuando se apaga el interruptor, la energía se transfiere a las celdas 3 y 4 a través del diodo D_2 . Este ecualizador requiere n inductores, n MOSFETs y n diodos para ecualizar n celdas. El circuito no requiere condensadores, que son elementos con una vida útil corta en comparación con otros dispositivos electrónicos. Sin embargo, es un esquema costoso debido a la cantidad de inductores requeridos. Además, se necesita un controlador de alto nivel, ya que es necesario decidir la mejor transferencia posible. La Figura 35 muestra el diagrama de flujo del controlador utilizado en este trabajo.

La Figura 36 muestra la simulación del proceso de ecualización para un banco de baterías de cuatro celdas usando un ecualizador basado en el convertidor buck-boost. Para esta simulación

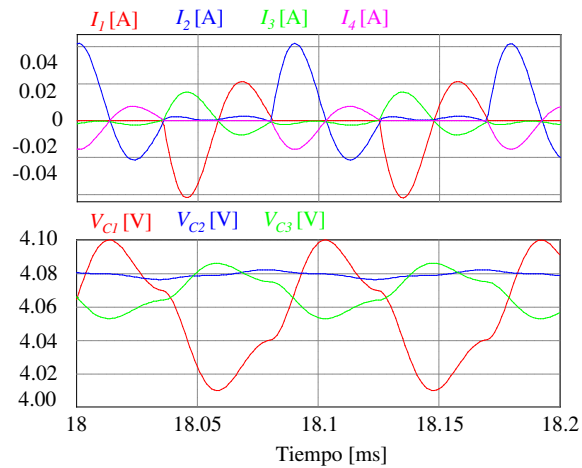


Figura 31: Acercamiento de la corriente en las celdas y voltaje de los capacitores en el esquema de red LC conmutada.

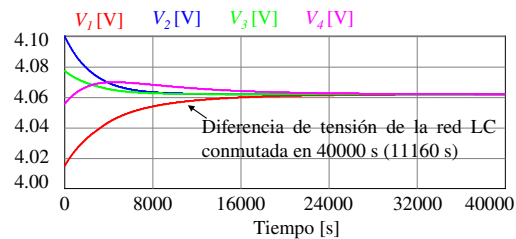


Figura 32: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de dos capas de redes LC conmutadas.

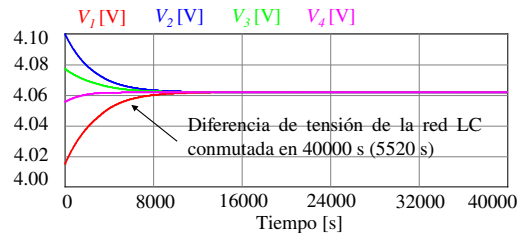


Figura 33: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema de tres capas de redes LC conmutadas.

se utilizó un inductor de $200 \mu H$ y se controló la corriente a $4 A$. Sin embargo, es un proceso más lento en comparación con otros ecualizadores donde también se controla la corriente. Este comportamiento se explica por la sobreecuación que existe en este esquema. El comportamiento de la tensión en las celdas 2, 3 y 4 muestran este proceso ya que no siguen un camino directo a su valor final. Este comportamiento se puede evitar con un mejor algoritmo en el controlador, pero aumentaría la complejidad y el tiempo de diseño.

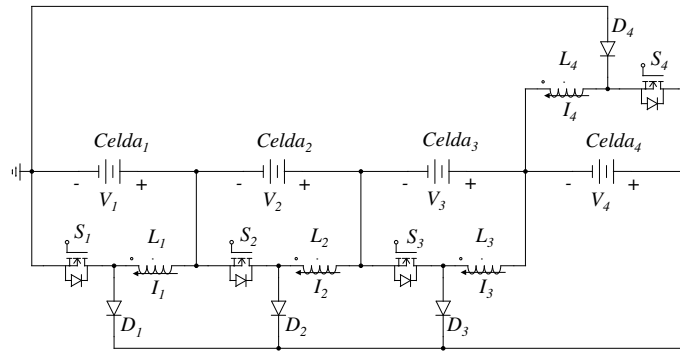


Figura 34: Ecuador basado en el convertidor buck-boost.

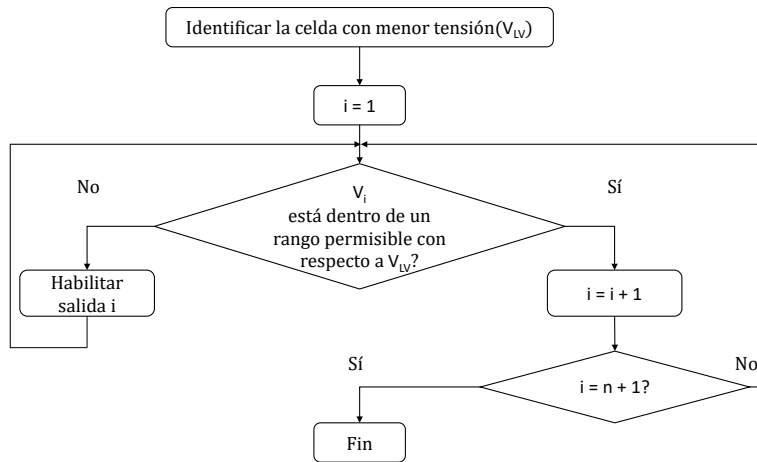


Figura 35: Algoritmo para la operación del ecuador basado en el convertidor buck-boost.

2.3. Discusión

Los ecualizadores de batería son un componente crucial para garantizar una operación segura en un banco de baterías. La eficiencia de equilibrio es un parámetro esencial en los ecualizadores ya que cuanto menos energía consume, más energía se transfiere a la celda. En este aspecto, los métodos pasivos presentan un desempeño pobre en comparación con los activos. Además, los ecualizadores de red de condensadores-inductores conmutados y los ecualizadores basados en condensadores suprimen las pérdidas de conmutación; por lo tanto, estos ecualizadores ofrecen una buena eficiencia. Los demás ecualizadores activos presentan pérdidas por conmutación y conducción; por lo tanto, presentan una menor eficiencia [47].

La referencia [20] analiza otros factores que impactan en la eficiencia. La variable de ecualización utilizada es crucial ya que la tensión de funcionamiento conduce a un proceso ineficiente. Este comportamiento se explica porque la variable no refleja el estado interno de la celda. Por tanto, el proceso de ecualización se sobreactivará. Una estrategia recomendada para evitar un proceso ineficiente es minimizar el consumo de energía. Sin embargo, es difícil obtener los datos adecuados y

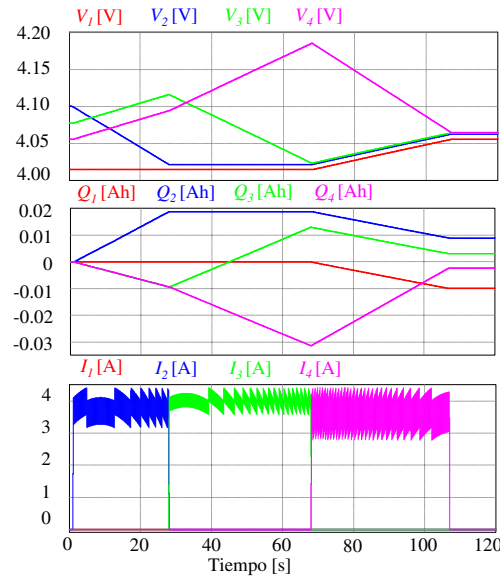


Figura 36: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el esquema basado en el convertidor buck-boost.

aumenta el costo del hardware necesario [20, 48].

La Tabla 2 resume los resultados obtenidos en las simulaciones de este trabajo. La complejidad del controlador de bajo nivel indica la cantidad de variables que deben mantenerse reguladas. Por ejemplo, en el convertidor Cuk es necesario controlar 3 variables, la corriente en ambos inductores y el voltaje en el capacitor interno. La complejidad en el controlador de alto nivel indica que solo establece la condición de parada (1) o si también decide las celdas para la transferencia de energía (2). Finalmente, para la eficiencia, se otorgó una puntuación de 0 a los esquemas pasivos, 1 a los que presentan pérdidas por conmutación y conducción, y 2 a los ecualizadores que solo presentan pérdidas por conducción.

Se utilizaron métricas de la Tabla 2 para comparar los ecualizadores revisados con un ecualizador ideal. Un ecualizador ideal tiene pocos dispositivos, tiempo de ecualización bajo, bajo estrés en los componentes, complejidad de controlador baja y alta eficiencia. Según su aproximación al ecualizador ideal, les asignamos un número donde 1 es el ecualizador más deseable. Por ejemplo, el ecualizador de interruptor conmutado tiene como puntuación un 1 en el recuento de componentes porque es el ecualizador con la menor cantidad de elementos. Todos los lugares asignados en el paso anterior para un convertidor se adicionan para tener en cuenta todos los parámetros. La última columna de la Tabla 2 muestra los lugares acumulados para cada convertidor. Finalmente se ordenan de menor a mayor, donde el convertidor con la puntuación más baja es el que tiene las características más deseables. El mejor ecualizador que utiliza esta metodología es el capacitor conmutado. Este procedimiento es bastante simple y sirve para tener un primer acercamiento del ecualizador más deseable. No obstante, tiene puntos que se pueden mejorar; por ejemplo, se

pueden usar coeficientes ponderados para resaltar parámetros de interés. De esta forma, utilizando esta tabla, un diseñador puede llegar a importantes conclusiones para seleccionar un ecualizador adecuado para su aplicación.

Tabla 2: Análisis comparativo de los ecualizadores revisados para un banco de baterías de cuatro celdas.

Ecualizador	Cantidad de componentes	Tiempo de proceso [s]	Estrés en MOSFETs	Controlador bajo nivel	Controlador alto nivel	Sensores requeridos	Eficiencia	Total
Resistor conmutado [25]	4 resistores, 4 MOSFETs - (2)	17.7 - (2)	4.1 V, 4.1 A - (6)	0 - (1)	1 - (4)	4 (V) - (4)	0 - (9)	28
MOSFET en paralelo [27]	4 MOSFETs - (1)	18.18 - (3)	4.1 V, 4.05 A - (5)	0 - (1)	1 (4)	4 (V), 4 (A) - (8)	0 - (9)	31
Capacitor conmutado [34]	8 MOSFETs, 3 capacitores - (4)	8000 - (8)	4.1 V, 0.015 A - (1)	0 - (1)	0 - (1)	0 - (1)	2 - (1)	17
Capacitor sencillo [32, 33]	16 MOSFETs, 1 capacitor - (9)	28000 - (9)	4.1 V, 0.015 A - (1)	0 - (1)	2 - (8)	4 (V) - (4)	2 - (1)	33
Doble capa de capacitores [36]	8 MOSFETs, 5 capacitores - (6)	3200 - (7)	8.2 V, 0.23 A - (10)	0 - (1)	0 - (1)	0 - (1)	2 - (1)	27
Inductor conmutado [38, 49]	6 MOSFETs, 3 inductores - (3)	16 - (1)	4.1 V, 4.4 A - (7)	1 - (7)	1 - (4)	4 (V), 3 (A) - (7)	1 - (5)	34
Inductor sencillo [50]	10 interruptores, 10 diodos 1 inductor - (10)	23 - (4)	4.1 V, 4.4 A - (7)	1 - (7)	2 - (8)	4 (V), 1 (A) - (6)	1 - (5)	47
Convertidor Cuk [41]	6 MOSFETs, 6 inductores 3 capacitores - (8)	33, (5)	4.1 V, 1.5 A - (4)	3 - (10)	1 - (4)	7 (V), 6 (A) - (10)	1 - (5)	46
Capacitor inductor conmutado [51]	8 MOSFETs, 3 inductores 3 capacitores - (7)	40000 - (10)	4.1 V, 0.09 A - (3)	0 - (1)	0 - (1)	0 - (1)	2 - (1)	24
Convertidor buck-boost [45, 46]	4 MOSFETs 4 diodos 4 inductores - (5)	108 - (6)	4.1 V, 4.4 A - (7)	1 - (7)	2 - (8)	4 (V), 4 (A) - (8)	1 - (5)	46

2.4. Conclusiones del capítulo

Los ecualizadores de batería son una parte crucial del sistema de almacenamiento de los EVs. Toman medidas activas para mantener todas las celdas dentro de un rango permitido de la variable de ecualización, incluso cuando presentan una alta dispersión en capacidad y resistencia interna [8, 24, 25]. De esta forma se protegen las baterías, que es el elemento más caro de los VE. Se necesitan más investigaciones en esta área para superar las deficiencias de las topologías revisadas. Es necesario realizar avances para mejorar uno o más de los parámetros críticos destacados como el número de componentes, las pérdidas de energía, el tiempo de ecualización, la complejidad del controlador y la implementación, la tensión de corriente y voltaje en los interruptores, el tamaño y el costo. En este trabajo se destacaron las ventajas y limitaciones de las topologías presentes en la literatura. Creemos que este artículo sirve como guía para futuras investigaciones e investigaciones sobre los problemas y desafíos de este tema.

3. Metodología de la investigación

3.1. Problema a resolver

Los problemas relacionados con la carga de celdas de litio recargables, en el marco de los EVs, puede ser resumido en un tópico: ecualización de celdas. Típicamente un banco de baterías está compuesto de un arreglo de celdas para alcanzar la capacidad y tensión requeridas para su uso en EVs. Estas celdas de ión-litio no son exactamente iguales en términos de capacidad y resistencia interna debido a una dispersión normal en el proceso de manufactura [8]. Después de unos pocos ciclos de carga y descarga los bancos de batería se enfrentan a condiciones de desbalance entre celdas lo cual puede provocar pequeños cambios en las características del material. Además, como consecuencia de este proceso pueden ocurrir estados de sobrecarga, carga baja o sobredescarga. La sobrecarga puede llegar a la explosión del banco de baterías, mientras que la carga baja y la sobredescarga pueden provocar afectaciones en las propiedades químicas de las celdas de la batería y por tanto disminuir su capacidad y vida útil [24]. Resulta evidente entonces, que los ciclos de carga/descarga de un banco de baterías en condiciones de desbalance en las celdas deben de ser evitados.

La solución más factible para la resolución de este problema radica en la electrónica de potencia [8]. Existen muchos esquemas propuestos por los investigadores para lograr la ecualización de celdas, aunque pueden clasificarse en cuatro grandes grupos: basados en resistores, basados en capacitores, basados en inductores o transformadores y basados en convertidores. Las características deseables en un ecualizador ideal es que presente una alta velocidad de ecualización, alta eficiencia, pequeño volumen y peso, que sea de simple implementación y control, de bajo costo y fácilmente expandible [24]. Actualmente no se tiene una solución que cumpla con todos estos requisitos, por lo que es necesario trabajar en este tipo de circuitos en aras de aportar nuevos conocimientos en

esta área de la ingeniería. El objetivo de este trabajo es realizar un circuito capaz de mantener todas las celdas del banco de batería en un SoC similar.

3.2. Justificación

En los EVs se necesitan varias celdas de baterías conectadas en serie para cumplir con los requerimientos del sistema de tracción. Este banco de baterías tiene que protegerse debido a su alto costo. El dispositivo encargado de la protección de las baterías se denomina sistema de administración de batería (BMS, por sus siglas en inglés). La utilización de estos sistemas aumenta la vida útil de un banco de baterías hasta un 30 %. Incluso existen proveedores que recomiendan evitar el uso de la batería sin un apropiado BMS [24].

Un efecto directo de proteger el estado de salud de la batería, es alargar el tiempo para que esta se convierta en chatarra electrónica. La chatarra electrónica representa un desafío para la humanidad en la actualidad debido a un cambio en el estilo de vida de los consumidores. Se ha creado una necesidad en estos de poseer el último dispositivo electrónico disponible en el mercado. Esto ha provocado la generación de una gran cantidad de desperdicio electrónico por el “fin de su vida útil” [52]. Se estima que anualmente se generan 42 millones de toneladas de desperdicio electrónico en el mundo [53].

Estos dispositivos electrónicos incluyen materiales extremadamente dañinos tanto para la salud humana como por su impacto ambiental. Algunos de estos elementos son el plomo, azufre, cromo, mercurio, cadmio, policloruro de vinilo (PVC), entre otros. Algunos de los efectos negativos para la salud si un ser humano queda expuesto a estos elementos son alteraciones de la conducta, déficit de atención, un menor coeficiente intelectual, deterioro sensorial, dermatitis, daño severo en los pulmones, daño renal, entre otros. Desde el punto de vista ambiental, cuando estos compuestos son fundidos liberan toxinas al aire, tierra y agua por lo que son contaminantes de estas zonas. Además, un problema social es que esta chatarra electrónica suele llevarse a los países del tercer mundo porque es más rentable su reciclaje debido a la ausencia de estándares para esta “industria” [54, 55]. Por tanto, es muy importante el desarrollo de este trabajo para mejorar la vida útil del banco de baterías y así disminuir los costos de mantenimiento de los EVs y disminuir la velocidad con que se genera la chatarra electrónica en la industria automotriz.

3.3. Hipótesis

Un ecualizador de celdas basado en un convertidor no aislado, permitirá balancear las celdas del banco de batería con una eficiencia superior a la eficiencia lograda por los convertidores actuales con la estrategia de control adecuada.

3.4. Objetivo

Utilizar un solo convertidor no aislado para su aplicación en la ecualización de celdas de un banco de baterías de un EV con el objetivo de mejorar la eficiencia de los ecualizadores actuales utilizando la estrategia de control adecuada.

3.5. Objetivos específicos

- Diseñar una arquitectura que permita la ecualización de celdas con un solo convertidor CD-CD no aislado.
- Obtener un modelo matemático de un ecualizador de celdas de baterías.
- Implementar estrategias de control y evaluar su influencia en la eficiencia del proceso de ecualización.
- Validar la topología propuesta mediante un software especializado en simulación de circuitos analógicos.

3.6. Metodología

Para realizar la presente investigación, se tendrán en cuenta los siguientes pasos que servirán como guía y metodología a seguir.

1. Recopilar los artículos y patentes relacionados con los BECs existentes.
2. Realizar una comparación crítica entre los ecualizadores encontrados que permita evidenciar las áreas de oportunidad en cada circuito.
3. Modificar una arquitectura existente en la literatura para mejorar algún parámetro deseado como la cantidad de componentes, la eficiencia, etc.
4. Obtener el modelo matemático del circuito resultante que sirva como base para el controlador.
5. Implementar alguna estrategia de control que permita aprovechar las ventajas del esquema propuesto.
6. Validar la topología propuesta mediante un software especializado en simulación de circuitos analógicos.

3.7. Factibilidad e impacto tecnológico y social

El aporte tecnológico de la presente investigación es desarrollar e implementar un ecualizador de cedas para un banco de baterías para su uso en EV. Esto permitiría disminuir los costos con respecto a los circuitos que se tienen actualmente y al conocerse su tecnología se pueden ajustar las funcionalidades para cubrir las necesidades de la aplicación en que se requiere.

Por otra parte, el aporte científico es obtener un modelo matemático del convertidor CD-CD que se diseñe para luego poder utilizar técnicas de control clásico o técnicas de control robusto como el SMC, lógica difusa u optimización.

Finalmente, desde el punto de vista social, se pueden mencionar múltiples beneficios: impulso de la investigación en energías renovables a nivel local, ayudar a una mejor calidad de vida debido a una menor contaminación y superación técnica y/o profesional debido al grado de especialización necesario para participar en este tipo de trabajos.

4. Resultados y discusión

4.1. Ecualizador basado en resistencias y capacitores para su aplicación en EVs

En la sección de antecedentes se presentó el ecualizador basado en capacitores conmutados como una de las topologías con más características deseables de un ecualizador ideal. Además, se evidenció que una de las principales desventajas es que no se controla la corriente. Por tanto, esto puede llevar a picos de corriente que superen la corriente máxima permitida en la celda. En esta subsección, se presenta una arquitectura que previene una corriente que sobrepase el umbral permitido por la celda.

4.1.1. Ecualizador basado en red de resistencia y capacitor

Las figuras 3 y 9 presentan los BECs clásicos basados en resistencias y capacitores. Ambas arquitecturas funcionan, obligando al elemento pasivo en paralelo con la fuente de voltaje para lograr la ecualización. El controlador regula el estado de los interruptores para lograr la ecualización. El esquema basado en capacitores no requiere un controlador complejo ya que una señal cuadrada aplicada en los interruptores es suficiente. Estas señales obligan al capacitor a estar en paralelo con una celda o su adyacente. La energía se transfiere entre las celdas de forma natural.

La topología propuesta se ilustra en la Figura 37. Es muy similar a la topología clásica basada en condensadores. No obstante, se añade una resistencia en serie con el capacitor y dos interruptores en paralelo con ambos elementos, respectivamente. De esta manera, se obtiene un esquema muy flexible que puede operar como un ecualizador basado en resistencias, un ecualizador basado en capacitores o un ecualizador basado en RC. La última topología ha demostrado ser muy útil en

condiciones de una diferencia de voltaje significativa entre celdas adyacentes. A continuación, se discuten estos tres modos de operación.

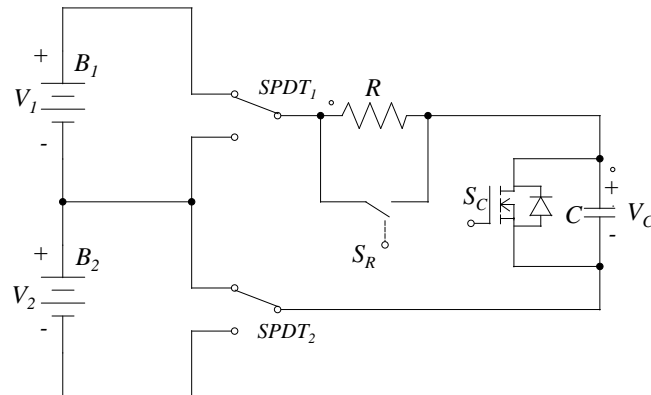


Figura 37: Ecuador RC propuesto.

La Figura 38 ilustra la topología propuesta operando como un ecualizador basado en resistencia. El interruptor S_R está apagado, mientras que S_C está encendido. De esta manera, la celda está en paralelo con la resistencia. Los interruptores SPDT sirven para establecer la celda apropiada. En este método, el voltaje de las celdas se mantiene dentro de un rango permitido. La resistencia disipa el exceso de energía en forma de calor. Esta estrategia es sencilla y barata. Sin embargo, presenta baja eficiencia, elevado tiempo de ecualización y requiere un sistema de gestión del calor. Por lo tanto, no es la solución ideal para ser usado en EVs [47].

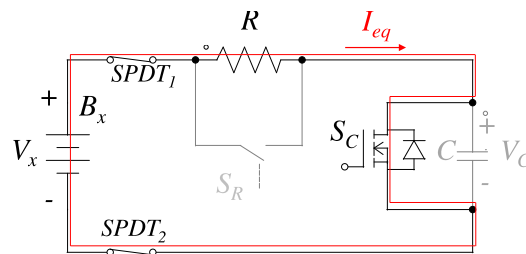


Figura 38: Modo de operación basado en resistencias.

La arquitectura basada en condensadores supera las limitaciones presentes en el esquema basado en resistencias. La topología propuesta puede operar como un ecualizador basado en capacitores, como se muestra en la Figura 39. En esta estrategia, el interruptor S_R está encendido y S_C está apagado. De esta forma, la resistencia queda cortocircuitada, por lo que no influye en el funcionamiento del circuito. Al aplicar una señal cuadrada en los interruptores SPDT, se logra el comportamiento de la topología clásica basada en capacitores conmutados. Los capacitores son muy importantes en este esquema, como su nombre lo indica, ya que estos elementos pasivos se utiliza para transferir energía entre celdas adyacentes. La Figura 40 muestra las formas de onda de

estado estable del voltaje en el capacitor V_C y las corrientes de equalización $I_{eq,1}$ y $I_{eq,2}$ durante la operación del convertidor. En esta forma de onda, se supone que el voltaje de operación en la celda V_1 es mayor que V_2 ; por el contrario, las corrientes de compensación son negativas. Esta estrategia es simple de entender y controlar ya que solo requiere de una señal cuadrada en los interruptores SPDT para que dos celdas adyacentes alcancen la equalización de manera natural [34, 35]. Sin embargo, este método demanda altos picos de corriente a las celdas y provoca proceso de equalización lento [32, 33].

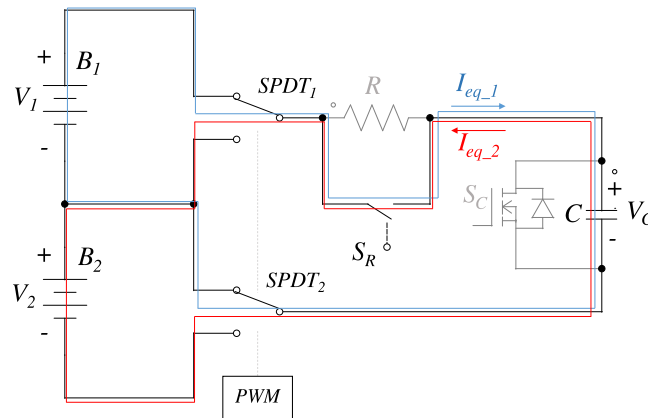


Figura 39: Modo de operación basado en capacitores.

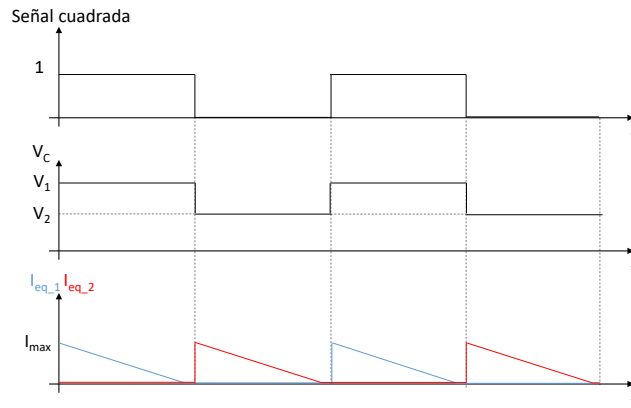


Figura 40: Forma de onda en estado estacionario cuando opera como un equalizador basado en capacitores conmutados.

La Figura 41 muestra la topología propuesta operando como un circuito RC. Este es el último modo posible de operación del circuito. Las oportunidades presentes en esta arquitectura son muy interesantes. Primero, en este modo de operación, ambos interruptores S_R y S_C están apagados. Por lo tanto, cuando se aplica la señal cuadrada, cada celda se fuerza en paralelo con una red RC. Este es un circuito básico y ampliamente estudiado. No obstante, es muy útil para superar las limitaciones

presentes en la arquitectura basada en capacitores. En general, las formas de onda en este modo de operación son las mismas que las presentadas en la Figura 40, pero con otra corriente máxima, como se comenta a continuación.

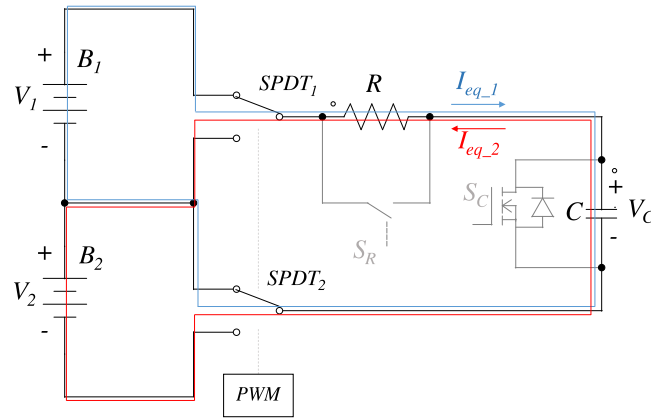


Figura 41: Modo de operación basado en RC.

En la figura anterior, $v_C(t)$ es el voltaje en el capacitor, V_2 es el voltaje en la celda B_2 , V_1 es el voltaje en la celda B_1 , R es la resistencia, C es el capacitor y R_{eq} incluye todas las resistencias equivalentes de la batería, el capacitor, la ruta y los interruptores.

El circuito se analiza como una red RC estable en paralelo con una fuente de tensión. En un momento determinado la fuente de voltaje cambia y provoca una transición en el circuito. Este es un circuito clásico para estudiar en un curso de ingeniería de circuitos. Por lo tanto, es fácil encontrar la Ecuación (4), que describe el comportamiento del voltaje en este circuito [44]. Además, la Ecuación (5) representa el comportamiento de la corriente en un capacitor. Por lo tanto, la Ecuación (4) se sustituye en la Ecuación (5) obteniendo la Ecuación (2), que describe la corriente del circuito.

$$v_C(t) = V_2 + (V_1 - V_2)e^{-t/(R+R_{eq})C} \quad (4)$$

$$i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (5)$$

La corriente demandada por el circuito depende del valor de la resistencia y la diferencia de voltaje entre las celdas. La corriente inicial es mayor con una resistencia menor, mientras que la diferencia de voltaje es directamente proporcional a la corriente demandada. Por lo tanto, el uso de un capacitor solamente limita el sistema por su baja resistencia en serie intrínseca. Precisamente, el circuito propuesto tiene la posibilidad de limitar el pico de corriente cuando existe una gran diferencia de voltaje entre celdas adyacentes al actuar como una red RC. Por el contrario, cuando existe una diferencia de tensión baja entre las celdas, es deseable una resistencia baja para disminuir el tiempo de ecualización. Por lo tanto, la flexibilidad de la topología ayuda a superar las limitaciones del ecualizador clásico basado en condensadores.

La Figura 42 muestra el funcionamiento del ecualizador de manera que se aproveche su flexibilidad. Cuando la diferencia de voltaje entre celdas adyacentes es mayor que un umbral (dado por la aplicación y las baterías utilizadas), el ecualizador se utiliza en modo RC para limitar la corriente. Sin embargo, cuando la diferencia de tensión cae por debajo del umbral, es posible utilizar el modo basado en condensadores para aumentar la corriente de ecualización y, por lo tanto, disminuir el tiempo de ecualización. De esta forma, se aprovecha la flexibilidad del circuito para superar las limitaciones del ecualizador de capacitores conmutados.

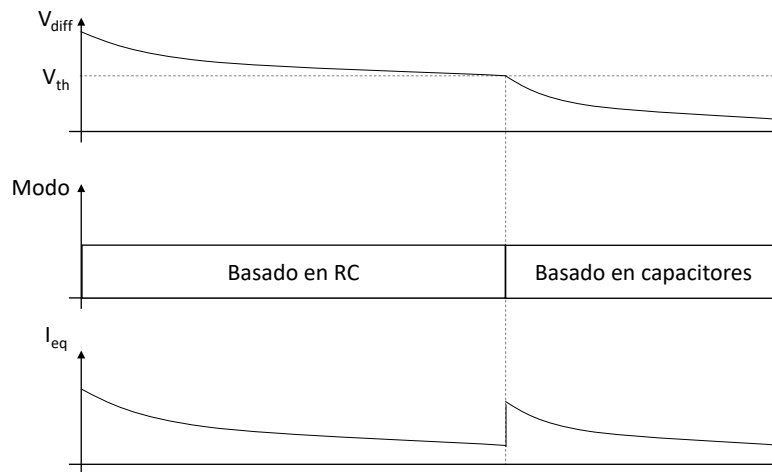


Figura 42: Diagrama funcional para transiciones entre modos de operación para la topología propuesta.

4.1.2. Diseño del ecualizador propuesto

Esta sección tiene como objetivo proporcionar una metodología para el diseño adecuado del ecualizador RC propuesto. Es importante señalar que el proceso de diseño debe gobernar la selección del valor de la resistencia, el valor del capacitor, la frecuencia de conmutación de los interruptores SPDT y el voltaje umbral para activar el interruptor S_R . Primero, es importante resaltar que la metodología aquí propuesta tiene en cuenta una celda de batería 18650. Estas celdas presentan una curva característica como se muestra en la Figura 43 [56]. Durante el 70 % de la capacidad de la batería, el voltaje se comporta muy suavemente. Sin embargo, existen regiones exponenciales donde un pequeño cambio en la capacidad induce un gran cambio en el voltaje. Por lo tanto, en esas regiones, es difícil operar el ecualizador clásico basado en capacitores debido a las altas tensiones de corriente en la celda [17, 16].

El primer elemento a considerar es la resistencia. Si se quiere emular un ecualizador basado en resistencias conmutadas, es importante quemar el exceso de energía que se le da a la celda a través de una resistencia. Por lo tanto, es importante tener la capacidad de derivar, al menos, toda la corriente de carga. La ficha técnica de la batería 18650 proporciona la corriente de carga nominal

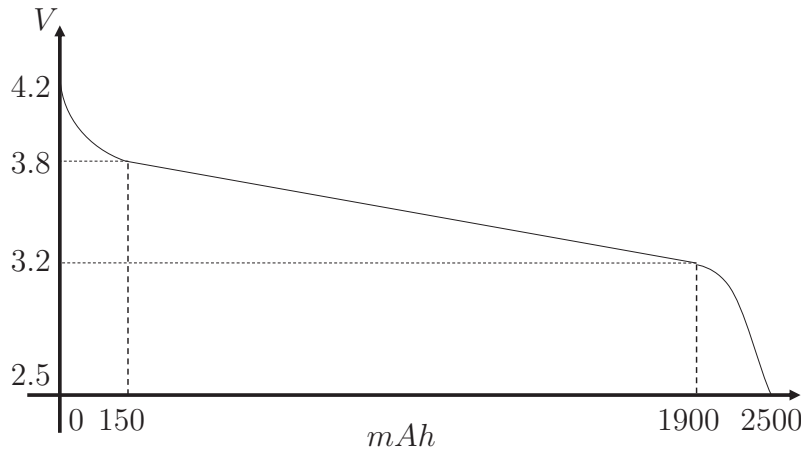


Figura 43: Curva característica de una batería 18650.

y rápida. Para este análisis se considera una corriente de carga nominal de 1.25 A y una tensión de final de carga de 4.2 V . Estos valores conducen a una resistencia de $3.36\ \Omega$ para desviar toda la corriente de carga. Sin embargo, en situaciones prácticas la corriente, voltaje y resistencia varían de su valor nominal. Por lo tanto, se selecciona un valor de resistencia de $3\ \Omega$ con la posibilidad de disipar al menos 5.88 W . La resistencia quema el exceso de energía hasta que el voltaje de funcionamiento cae por debajo del voltaje de carga completa.

La frecuencia de conmutación es un parámetro crucial para seleccionar en un convertidor de potencia. Afecta a casi todas las características de rendimiento del convertidor. Mientras mayor sea la frecuencia, los convertidores presentan una menor eficiencia y aumenta el costo del filtro de salida. Sin embargo, induce beneficios en el tamaño y la respuesta transitoria del convertidor [57, 58]. Por lo tanto, es importante encontrar un término medio para este parámetro. Una frecuencia de conmutación aceptable es de alrededor de 50 kHz , que es la utilizada en este trabajo.

El valor del condensador C depende de la frecuencia de conmutación seleccionada. El valor del condensador disminuye las pérdidas de conmutación en el circuito si se selecciona correctamente. Para ello, la corriente en la transición de conmutación debe ser cero. Basado en un análisis de la Ecuación (2), la constante de tiempo (τ) es $(R + R_{eq})C$, y se sabe que el valor de la corriente es cero en 5τ . Por lo tanto, se necesita la conmutación de los interruptores después de 5τ para despreciar las pérdidas de conmutación. En este caso, la señal presenta un periodo de $20\ \mu\text{s}$, y R_{eq} se estima en $110\text{ m}\Omega$. Con base en la solución de la Inecuación (6), el capacitor C debe ser menor a $1.153\ \mu\text{F}$. El valor considerado del capacitor es $1\ \mu\text{F}$ por conveniencia con los estándares comerciales.

$$20\mu > 5(R + R_{eq})C. \quad (6)$$

Finalmente se obtiene el voltaje umbral (V_{th}) para activar el interruptor S_R . Es importante analizar la Figura 42 y la Ecuación (5) para notar el impacto del voltaje de umbral. Cuando la diferencia de voltaje cae por debajo del voltaje de umbral, el modo que emula el ecualizador clásico basado

en capacitores se activa con un aumento de corriente inicial de V_{th}/R_{eq} . Por lo tanto, la tensión de umbral se selecciona de tal forma que en esta transición no induzca una corriente peligrosa en las celdas.

La experiencia del diseñador en la aplicación es necesaria para garantizar el correcto funcionamiento y la protección de las celdas. Primero, es importante garantizar que no se exceda la corriente de la celda. Según la ficha técnica de la batería, la corriente de carga rápida es de 4 A. Teniendo en cuenta que el R_{eq} estimado era de 110 mΩ, el umbral de tensión máximo permitido es de 0,44 V. Para tener un margen de seguridad, se selecciona un voltaje de umbral de 0,4 V. La Figura 44 muestra un diagrama de flujo del proceso de diseño para ilustrar los pasos de una manera más clara.

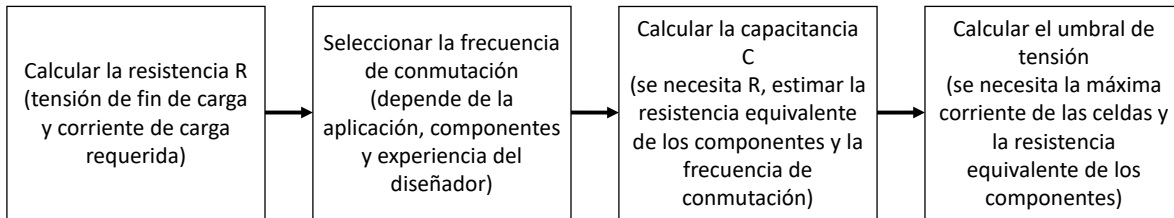


Figura 44: Flujo del proceso de diseño.

El modo de operación deseado, requiere de un sistema de control especializado para tomar las decisiones apropiadas. Es decir, cuando el sistema se comporta como un ecualizador de resistores conmutados requiere de un controlador diferente al que requiere el sistema cuando se encuentra en el modo de capacitor conmutado. El modo de operación puede ser cambiado por el usuario manualmente o puede ser modificado por un controlador de alto nivel que decide el mejor modo dadas las condiciones actuales del sistema. Si se utiliza el modo de operación basado en resistencias, los interruptores deben comportarse de acuerdo con la tabla de verdad apreciada en la Tabla 3. La implementación de esta tabla de verdad se muestra en la Figura 45. Además, se puede apreciar el significado de las señales. S_1 y S_2 provienen de la comparación de la tensión de funcionamiento de ambas celdas con la tensión de carga completa de la celda. Son 1 si el voltaje de la celda es superior al voltaje de carga completa. Además, la señal S_{ch} es una señal que controla la desconexión con la fuente de carga.

Tabla 3: Tabla de verdad de los interruptores, en el modo de operación basado en resistencias.

S_1	S_2	$SPDT$	S_C	S_R	S_{ch}
0	0	x	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	1	1	0	0
1	1	x	0	0	1

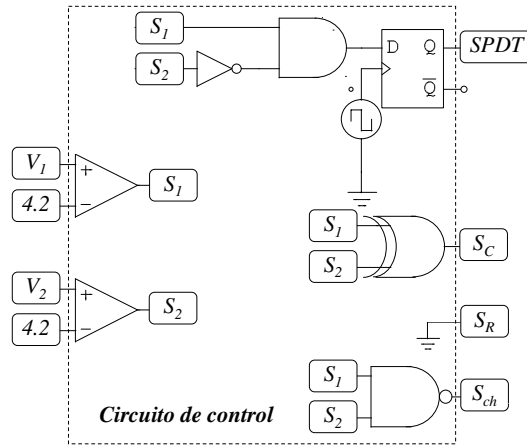


Figura 45: Circuito de control del modo de operación basado en resistencias.

Además, la Tabla 4 muestra la tabla de verdad para el modo de operación RC. En este caso, la señal S es la diferencia de voltaje entre celdas adyacentes en comparación con el voltaje umbral. Esta señal es verdadera si la diferencia de voltaje está por debajo del voltaje de umbral. El valor de los interruptores SPDT sigue la señal cuadrada independientemente del valor de S . Además, la fuente de carga se desconecta cuando ambas celdas alcanzan el final de tensión de carga, como en el caso anterior. La implementación de esta tabla de verdad se muestra en la Figura 46.

Tabla 4: Tabla de verdad de los interruptores, en el modo de operación basado en RC.

S	$SPDT$	S_C	S_R
0	PWM	0	0
1	PWM	0	1

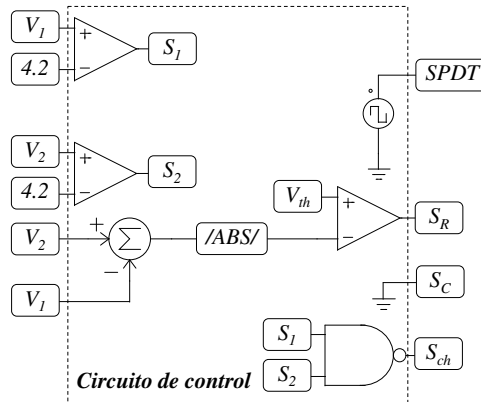


Figura 46: Circuito de control del modo de operación basado en RC.

4.1.3. Comparación

En esta sección se compara el ecualizador propuesto con otros ecualizadores propuestos en la literatura para evidenciar sus ventajas y desventajas. Los principales parámetros a evaluar en un ecualizador son su eficiencia, tiempo de ecualización, conteo de elementos y tensión en los componentes. En primer lugar, se realiza un análisis de pérdida de potencia. En los convertidores hay dos componentes principales de las pérdidas de potencia, las pérdidas por conducción y las pérdidas por conmutación. Las pérdidas por conducción se deben al flujo de corriente a través de la resistencia en serie de los componentes reales. La Ecuación (7) estima las pérdidas por conducción.

$$P_{L.Cond} = I^2(D(R_{SV_1} + R_{on.SPDT_1}) + (1 - D)(R_{SV_2} + R_{on.SPDT_2}) + R_{DS(on)S_R} + R_{ESR(C)}), \quad (7)$$

Donde I es la corriente en la red, D es el ciclo de trabajo de los interruptores SPDT, R_{SV_X} es la resistencia interna de la celda de batería correspondiente, $R_{on.SPDT_X}$ es la correspondiente cuando se activa el interruptor SPDT, $R_{DS(on)S_R}$ es la resistencia de encendido de la fuente de drenaje del MOSFET S_R , y $R_{ESR(C)}$ es la resistencia en serie equivalente (ESR) del capacitor C .

Por otra parte, si R_{SV_1} y $R_{on.SPDT_1}$ se consideran iguales a R_{SV_2} y $R_{on.SPDT_2}$, respectivamente, la Ecuación (7) se reduce a la Ecuación (8). Esta ecuación se utiliza para el modo basado en capacitores. Para el modo basado en RC, se sustituye el término $R_{DS(on)S_R}$ por R ya que el interruptor S_R está apagado y la corriente fluye a través de la resistencia. Este término se suprime en la topología de capacitor conmutado. Por tanto, el esquema clásico presenta una eficiencia mayor al esquema presentado. Por otra parte, en el modo basado en resistencias se quema el exceso de energía por lo que presenta una eficiencia pobre cuando se compara con el ecualizador propuesto.

$$P_{L.Cond} = I^2(R_{SV_1} + R_{on.SPDT_1} + R_{DS(on)S_R} + R_{ESR(C)}). \quad (8)$$

Por otro lado, la Ecuación (9) representa las pérdidas de potencia de conmutación. Donde V_X es el voltaje de la celda, 1 ó 2 según corresponda; I es la corriente en la red; f_{sw} es la frecuencia de conmutación; t_r es el tiempo de subida del interruptor; y t_f es el tiempo de caída del interruptor. Dado que el convertidor fue diseñado para aplicar la frecuencia de conmutación a corriente cero, como se discutió en la sección anterior, se demuestra que las pérdidas por conmutación en la topología propuesta son despreciables.

$$P_{L.Sw} = V_X I f_{sw} (t_r + t_f). \quad (9)$$

La Ecuación (10) representa las pérdidas en el ecualizador basado en resistencias. Donde I es la corriente de carga y R es la resistencia donde se quema el exceso de energía. Se presenta una eficiencia baja cuando se compara con el modo basado en capacitores ya que R es mucho mayor que el término

$R_{SV_1} + R_{on_SPDT_1} + R_{DS(on)S_R} + R_{ESR(C)}$ ps Además, la Ecuación (11) ilustra las pérdidas en el ecualizador clásico basado en condensadores. Se supone que las pérdidas de potencia de conmutación son despreciables. Se puede notar que es similar al modo basado en capacitor, pero se suprime el término $R_{DS(on)S_R}$. Por lo tanto, en comparación con la topología propuesta, es más eficiente. Sin embargo, los valores de las resistencias en el circuito son necesarios para calcular con precisión el porcentaje de eficiencia mejorada.

$$P_{L_Cond} = I^2 R, \quad (10)$$

$$P_{L_Cond} = I^2 (R_{SV_1} + R_{on_SPDT_1} + R_{ESR(C)}). \quad (11)$$

En aras de poner estas ecuaciones en perspectiva, se analiza una configuración típica. Una celda común en este tipo de aplicación es la batería 18650, que tiene una corriente máxima permitida de 4 A. Por lo tanto, una corriente de ecualización segura es de 3.5 A. Además, la resistencia de conducción de los elementos R_{SV_1} , $R_{on_SPDT_1}$, y $R_{ESR(C)}$ se puede estimar en 110 mΩ. Finalmente, R se estimó en el apartado anterior de 3 Ω. Para estos valores, la pérdida de potencia para el ecualizador basado en resistencias es de 36.75 W. En el caso del ecualizador basado en condensadores, se obtiene una pérdida de potencia instantánea máxima de 1.3475 W.

Por otro lado, en el ecualizador propuesto, existe una primera etapa donde el convertidor opera como un circuito RC. Si hay una diferencia de voltaje entre las celdas mayor a 0.5 V en el circuito, se exige a las celdas un pico de corriente máximo de 0.16 A, como se aprecia en la Ecuación (2). De esta forma, las pérdidas de potencia instantáneas tienen un pico máximo de 2.84 mW. Cuando la diferencia de voltaje entre las celdas cae por debajo de un umbral que provoca una corriente menor a la máxima corriente permitida en las celdas, se activa el modo de operación basado en capacitores del ecualizador propuesto. En este modo se obtiene una pérdida de potencia igual a la del esquema clásico basado en capacitores. Se puede concluir que el ecualizador propuesto también limita las pérdidas de potencia en el circuito. Por lo tanto, la topología propuesta debe usarse cuando existe una alta dispersión de tensión entre las celdas.

Una vez realizado el análisis de eficiencia, se compara la topología propuesta con los ecualizadores existentes. Los ecualizadores basados en resistencias queman el exceso de energía de la celda con mayor voltaje de operación a través de una resistencia. Por esta razón, se conocen como ecualizadores de celda a calor. La energía quemada se controla mediante un interruptor. Si se necesita drenar energía en una celda, el interruptor se enciende para permitir el paso de la corriente. Los méritos de esta topología son su simplicidad y bajo costo. Sin embargo, presentan una eficiencia muy pobre y un tiempo de ecualización grande [24, 25].

Por otro lado, el condensador conmutado es una arquitectura de ecualizador donde estos elementos pasivos se utilizan para igualar dos celdas adyacentes. El condensador se fuerza en paralelo con la celda con mayor tensión para extraer parte de la energía. Cuando está completamente cargado, se fuerza en paralelo con la celda de menor voltaje. De esta manera, la energía fluye desde

el capacitor hacia la celda. Esta operación se logra aplicando una señal cuadrada en los interruptores. Por tanto, uno de sus principales méritos es la sencillez de su controlador. Además, presentan una buena eficiencia y son baratos. Sin embargo, presentan un gran tiempo de ecualización y una gran cantidad de interruptores. Finalmente, pueden presentar un alto estrés en los componentes del circuito [23, 30].

La topología propuesta combina las dos estructuras mencionadas anteriormente. En este esquema, es posible emular los ecualizadores basados en resistencias conmutadas y condensadores conmutados, y es posible limitar la corriente en el circuito. Este comportamiento se logra agregando una resistencia a la ruta de la corriente cuando hay una gran diferencia de voltaje entre celdas adyacentes. Además, cuando se alcanza un voltaje de umbral, la resistencia se cortocircuita para mejorar la eficiencia y disminuir el tiempo de ecualización. Las ventajas y desventajas de cada esquema se resumen en la Tabla 5.

Tabla 5: Análisis comparativo de varios BECs.

Ecuador	Principio de funcionamiento	Componentes para n celdas	Pérdida de potencia	Observaciones
Resistor conmutado [25]	El interruptor se activa cuando se desea quemar exceso de energía	n resistencias n interruptores	$I^2 R$	Es barato, de tamaño pequeño y simple de controlar y diseñar. Sin embargo, se presentan altas pérdidas de potencia y un gran tiempo de equalización, siendo necesario un sistema de gestión térmica.
Capacitores conmutados [34]	Se aplica una señal cuadrada a los interruptores, lo cual conduce a la equalización entre dos celdas adyacentes	$2n$ MOSFETs $n - 1$ capacitores	$I^2(R_{SV_1} + R_{on_SPDT_1} + R_{ESR(C)})$	Presenta bajas pérdidas de potencia y un controlador simple. Sin embargo, se requiere una gran cantidad de interruptores y un gran tiempo de equalización.
Ecuador propuesto	Se aplica una señal PWM a los interruptores SPDT que conducen a la equalización entre celdas. Se incluye una resistencia en la ruta si se supera un voltaje de umbral	n SPDT interruptores $2n$ MOSFETs $n - 1$ capacitores $n - 1$ resistencias	$I^2(R_{SV_1} + R_{on_SPDT_1} + R_{DS(on)S_R} + R_{ESR(C)})$	Es simple de controlar y puede limitar la corriente de las celdas. Sin embargo, están presentes una gran cantidad de interruptores y un tiempo de equalización grande.

4.1.4. Resultados de simulación

Esta sección muestra los resultados de la simulación que validan el ecualizador propuesto. El software utilizado fue PSIM (versión 9.0.3, Powersim, Rockville, Estados Unidos de América). Este software está diseñado específicamente para su uso en electrónica de potencia y simulaciones de accionamiento de motores. Los valores de los componentes se resumen en la Tabla 6.

Tabla 6: Valores de los componentes usados en la simulación.

Componente	Valor
Celda de batería	$Q = 2500 \text{ mAh}, I_{ch} = 1.25 \text{ A}, I_{max} = 4 \text{ A}$
Resistencia	3Ω
Capacitor	$1 \mu F$
Tensión umbral	0.4 V
Resistencia equivalente	$110 \text{ m}\Omega$

Las formas de onda obtenidas en el modo de operación basado en resistencia se muestran en la Figura 47, en un método de carga de corriente constante. La corriente pasa a través de ambas celdas, mientras que el voltaje de operación de ambas celdas está por debajo del voltaje de carga completa. Cuando B_1 alcanza el voltaje de carga completa, la corriente se redirige a la resistencia. Una vez que el voltaje V_1 cae, la corriente es forzada nuevamente a través de la celda. En este caso, es importante limitar la frecuencia de conmutación para una posible implementación. Finalmente, la corriente de carga (I_{ch}) se desconecta cuando la celda B_2 alcanza su voltaje de carga total.

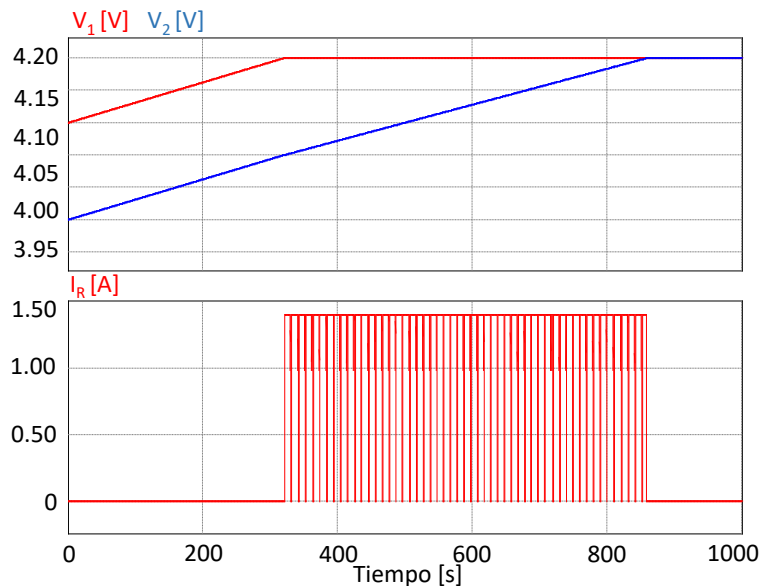


Figura 47: Modo de operación basado en resistencia con método de carga de corriente constante ($I_{ch} = 1.25 \text{ A}$).

Otro método típico de carga es aplicar una tensión constante al banco de baterías. La Figura 48 muestra los resultados obtenidos usando el método de carga de voltaje constante y el modo de operación del ecualizador basado en resistencias. Cuando una celda excede el voltaje de carga completa, se aplica el mismo principio de operación del caso anterior. Este comportamiento se ilustra en el lado izquierdo de la figura. En el lado derecho, la corriente de carga disminuye hasta que cae por debajo de un valor umbral cuando se desconecta la carga de voltaje (V_{ch}). Se concluye que la ecualización en ambos métodos de carga se logra con el mismo principio. Cuando una celda alcanza el voltaje de carga completa, el exceso de energía se quema a través de la resistencia para proteger la celda contra la sobrecarga y obtener el mismo voltaje en todas las celdas del banco de baterías.

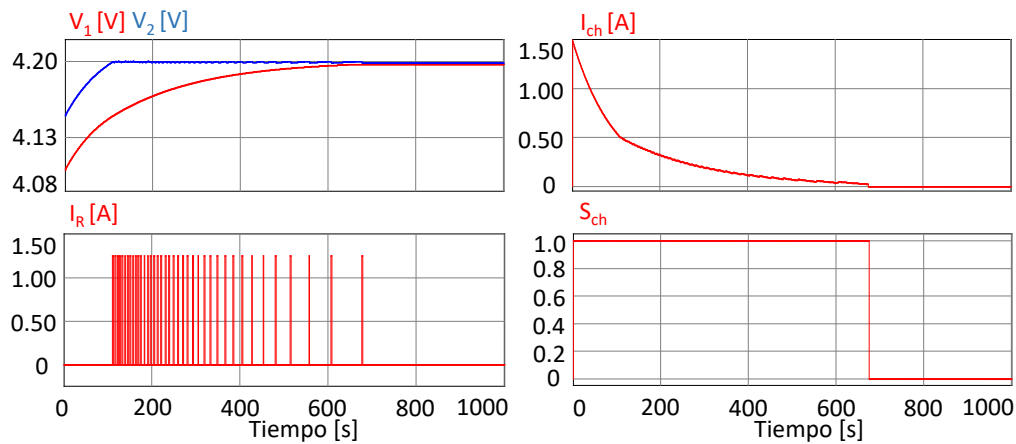


Figura 48: Modo de operación basado en resistencia con método de carga de tensión constante ($V_{ch} = 8.4 \text{ V}$).

La Figura 49 ilustra el modo de operación que involucra la resistencia y el capacitor del ecualizador propuesto. La condición inicial presenta ambas celdas con una diferencia de voltaje de 0.5 V en su límite inferior de carga. Dado que esta diferencia de voltaje está por encima del umbral permitido, la resistencia se conecta a la red para limitar la corriente. De esta forma, las celdas están protegidas contra sobrecorrientes que superan su límite de seguridad. Una vez que la diferencia de tensión cae por debajo de los 0.4 V establecidos, se activa el modo condensador. Con esta operación se logra la operación segura del ecualizador para un amplio rango de diferencia de voltaje entre celdas. Además, la Figura 50 muestra un acercamiento en la corriente de ecualización. El análisis teórico se valida ya que la corriente es limitada y la conmutación de los interruptores SPDT se realiza cuando la corriente es casi cero. Este comportamiento reduce significativamente las pérdidas por conmutación.

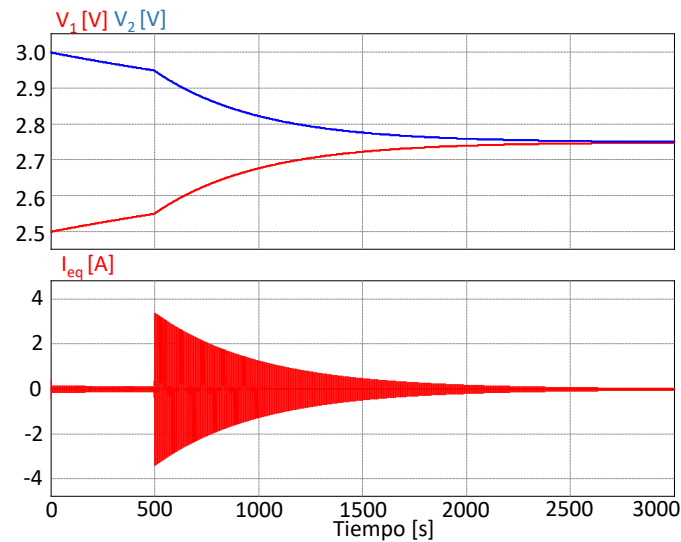


Figura 49: Modo de operación basado en RC.

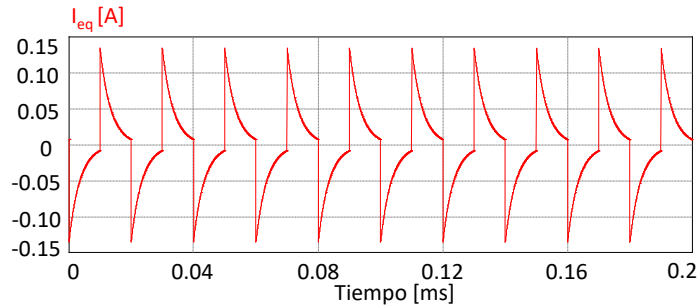


Figura 50: Acercamiento de la corriente de equalización del convertidor propuesto operando en el modo RC.

Además, se presentan las simulaciones de los esquemas clásicos de equalización. La Figura 51 ilustra los resultados obtenidos en un equalizador clásico basado en resistencias. La corriente de carga se desvía a través de la resistencia una vez que se alcanza el voltaje de carga total. Este estado se mantiene hasta que todas las celdas alcanzan el voltaje de carga completa. De esta forma, la celda está protegida contra sobrecargas durante el proceso de carga. Se observa que el exceso de energía se transforma en calor. Por lo tanto, se requiere un sistema de gestión térmica adecuado.

La Figura 52 muestra el comportamiento del equalizador clásico basado en condensadores en las mismas condiciones bajo las cuales se probó el modo RC de la topología propuesta. Se obtiene un comportamiento similar, pero se puede notar que la corriente al inicio del proceso de equalización no está limitada. La Figura 53 muestra un acercamiento de la corriente de equalización. Se puede apreciar que se supera el límite de corriente de 4 A de la celda. Esto impacta negativamente en el proceso de envejecimiento de la batería. Además, este método requiere un tiempo de equalización menor en comparación con el modo de operación RC de la topología propuesta. Se obtuvo que el

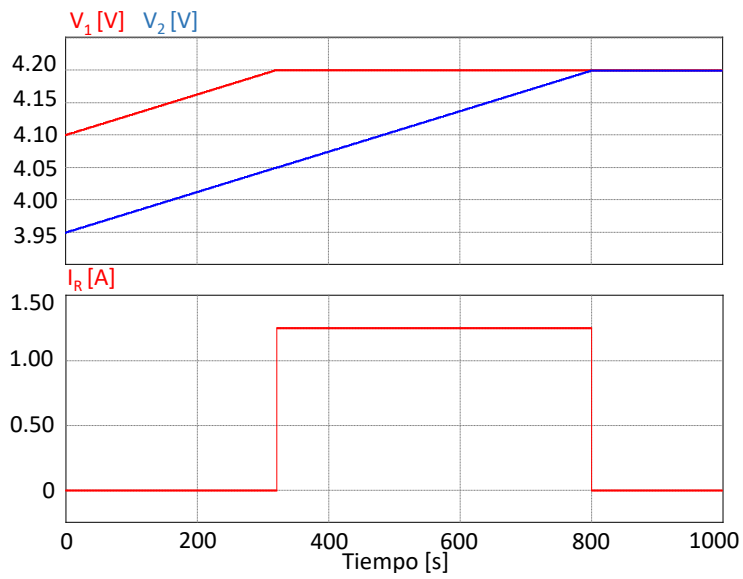


Figura 51: Ecuador clásico basado en resistencia con método de carga de corriente constante ($I_{ch} = 1.25$ A).

ecuador clásico basado en capacitores es 26 % más rápido. Sin embargo, esta velocidad se logra extrayendo una corriente superior a la corriente máxima permitida para las celdas.

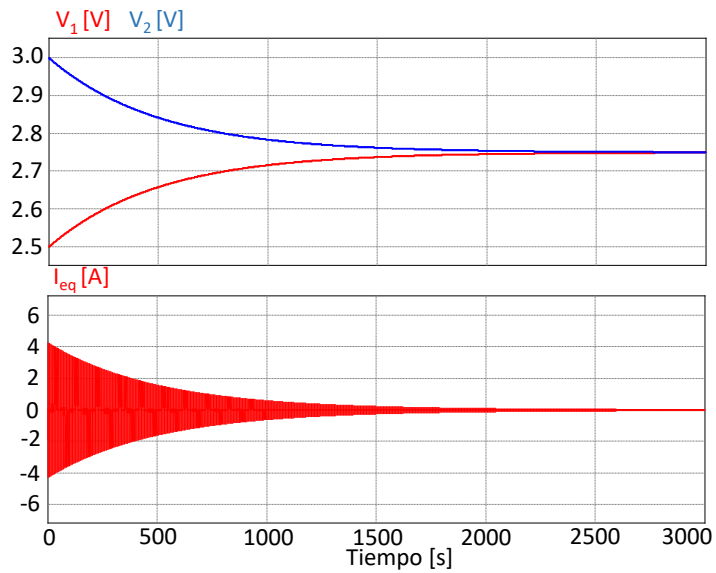


Figura 52: Ecuador basado en el esquema clásico de capacitores conmutados.

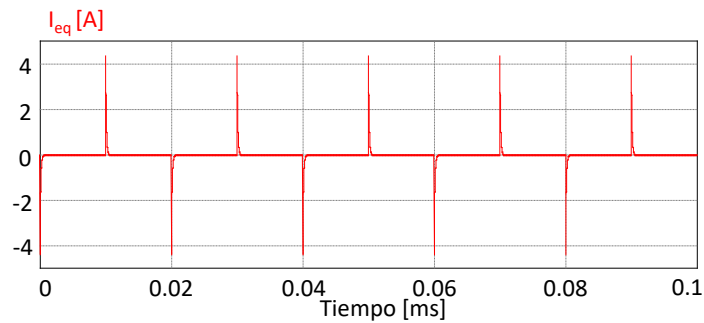


Figura 53: Acercamiento de la corriente de ecualización del ecualizador basado en capacitores conmutados.

4.1.5. Conclusiones

En esta subsección se propuso un ecualizador RC para su aplicación en EVs con alta dispersión de tensión en las celdas de su banco de baterías. Se logra una topología muy flexible que puede funcionar basada en resistencias, capacitores o RC. Por lo tanto, se puede lograr un modo de operación específico basado en los méritos de cada ecualizador en un escenario específico. Además, el modo de operación RC demostró ser muy útil para limitar la corriente en la transferencia de energía entre dos celdas adyacentes. De esta forma, supera una de las limitaciones del ecualizador clásico basado en capacitores y puede ser utilizado en bancos de baterías con alta dispersión de tensión.

4.2. Ecualizador de baterías basado en un inductor con componentes reducidos aplicado a EVs

En la sección de antecedentes se presentaron los ecualizadores basado en inductores. Se presentó como ventaja que se podía regular la corriente, por lo que se evitaban valores que pudieran dañar la celda, y se disminuía el tiempo de ecualización. Además, se evidenció que una de las principales desventajas es que estos elementos son costosos, pesados y voluminosos. Todas estas características impactan negativamente el rendimiento en un auto eléctrico. En esta subsección, se presenta una arquitectura que solo utiliza un inductor, disminuyendo la cantidad de elementos necesarios para lograr la ecualización.

4.2.1. Operación y análisis del ecualizador propuesto

La Figura 54 muestra la topología propuesta para un banco de baterías de cuatro celdas. Se observa que la topología se basa en el módulo estándar del ecualizador de inductor conmutado. Además, se ha agregado un arreglo de interruptores para interconectar este módulo con las celdas a ecualizar. Una característica clave del interruptor SPDT es que no necesita funcionar a alta velocidad. Su objetivo es conectar los puntos del circuito para que sea posible la transferencia de energía

entre dos celdas con los interruptores S_1 y S_2 . Por lo tanto, estos interruptores se pueden implementar con relés. De esta manera, se logra una topología con un número reducido de componentes. Sin embargo, el tiempo de ecualización se ve comprometido en esta topología ya que solo un inductor maneja todas las transferencias de energía.

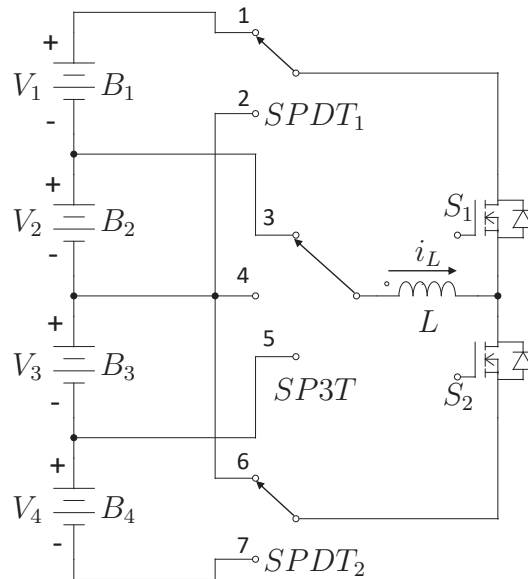


Figura 54: Ecualizador de baterías basado en un solo inductor propuesto.

La Figura 55 muestra el módulo típico del ecualizador de inductor conmutado. Este circuito consta de dos celdas, un inductor y dos interruptores. Solo se activa el interruptor asociado con la celda con mayor tensión. El otro interruptor está apagado durante la transferencia y solo se utiliza su diodo en antiparalelo para lograr la transferencia. Por ejemplo, si se requiere transferir energía de la celda 1 a la celda 2 porque $V_1 > V_2$, el control se logra a través del interruptor S_1 . Las figuras 56 y 57 muestran la ruta de la corriente para ambos estados del MOSFET S_1 : encendido y apagado.

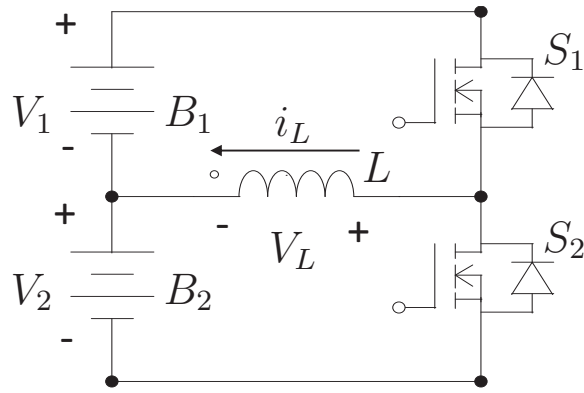


Figura 55: Módulo del esquema de inductor conmutado aplicado a un banco de baterías de dos celdas.

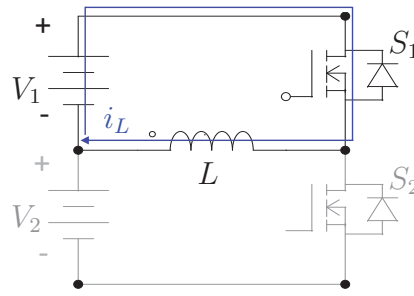


Figura 56: Funcionamiento del módulo de la arquitectura de inductores conmutados en estado de encendido.

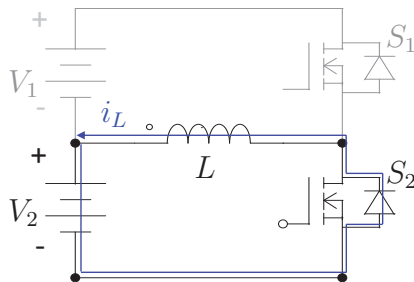


Figura 57: Funcionamiento del módulo de la arquitectura de inductores conmutados en estado de apagado.

La Ecuación (12) rige el comportamiento de la corriente a través del inductor en el estado activado del interruptor S_1 . Donde i_L es la corriente a través del inductor L , V_1 es el voltaje en la celda 1 y L es el valor de la inductancia del inductor. Por otro lado, la Ecuación (13) gobierna el

comportamiento de la corriente a través del inductor en el estado apagado del interruptor S_1 . En este caso, V_2 es la tensión en la celda 2, mientras que los otros símbolos indican la misma variable indicada en la ecuación anterior.

Estas son ecuaciones básicas ya que ambos circuitos consisten en el inductor en paralelo con una celda. La diferencia radica en el circuito de apagado ya que la convención de signos dicta que la derivada de la corriente es negativa. Por lo tanto, en este caso, el inductor está en modo de descarga. La Ecuación (14) se usa para modelar la operación del circuito. Donde X representa el vector de estado, A_1 representa la matriz de estado para el estado activado, A_2 representa la matriz de estado para el estado desactivado, d es el ciclo de trabajo del interruptor, B_1 representa el matriz de entrada para el estado encendido, B_2 representa la matriz de entrada para el estado apagado y u es la entrada del sistema. En este caso, el vector de estado está definido por la corriente a través del inductor (i_L), las matrices A se consideran 0 y u es 1. Por lo tanto, al sustituir estos valores se llega a la Ecuación (15). Esta ecuación representa el modelo promediado del módulo. Este modelo es ampliamente utilizado en electrónica de potencia para predecir el comportamiento de un sistema y controlarlo [59].

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{V_1}{L} \quad (12)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{V_2}{L} \quad (13)$$

$$\dot{\bar{X}} = [A_1\bar{d} + A_2(1 - \bar{d})]\bar{X} + [B_1\bar{d} + B_2(1 - \bar{d})]\bar{u} \quad (14)$$

$$\frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} = \frac{\bar{V}_1}{L}\bar{d} - \frac{\bar{V}_2}{L}(1 - \bar{d}) = \frac{\bar{V}_1\bar{d} - \bar{V}_2 + \bar{V}_2\bar{d}}{L} \quad (15)$$

La Figura 58 muestra el comportamiento y la forma de onda del módulo en estado estable. En la primera etapa, la celda con mayor tensión transfiere energía al inductor al activar el interruptor adecuado. Luego, el interruptor se apaga y la energía se transfiere del inductor a la otra celda a través del diodo.

La Figura 58 y las ecuaciones (12) y (13) nos ayudan a concluir que el valor de la tensión no afecta el si el inductor se carga o descarga. Este comportamiento va a estar determinado por el interruptor que se encienda. No obstante, el valor de la tensión en las celdas sí afecta la velocidad de carga/descarga. Esta característica se utiliza para proponer un solo módulo para manejar todo el volumen de equalización. Esta estrategia requiere una matriz de interruptores para conectar los tres terminales del módulo a los nodos apropiados en el banco de baterías. La única restricción para la conexión es que las celdas/módulos deben ser adyacentes ya que existe un nodo del circuito al cual deben de ir conectados el inductor y ambas celdas/módulos.

La Figura 59 muestra la operación propuesta del convertidor. En la primera etapa, se iguala el voltaje del módulo formado por las celdas B_1 y B_2 con el módulo formado por las celdas B_3 y B_4 . En este caso, el switch $SPDT_1$ se conecta al nodo 1, $SPDT_2$ al 7 y $SP3T$ al 4. Una vez que se igualan las cadenas, se manejan las celdas B_1 y B_2 . Para ello, el interruptor $SPDT_1$ se conecta al

nodo 1, $SPDT_2$ al 6 y $SP3T$ al 3. Finalmente, se requiere igualar las celdas B_3 y B_4 . Para lograr este objetivo, el switch $SPDT_1$ se conecta al nodo 2, $SPDT_2$ al 7 y $SP3T$ al 5. De esta forma, el banco de baterías queda completamente ecualizado. Es importante notar que en cada uno de estos tres estados, el circuito se operó como el módulo que se muestra en la Figura 55. La celda o módulo con el voltaje más alto da energía a la celda/módulo con el voltaje más bajo, activando el interruptor correspondiente. Además, la ecualización del banco de baterías se logra con un circuito de componentes reducidos.

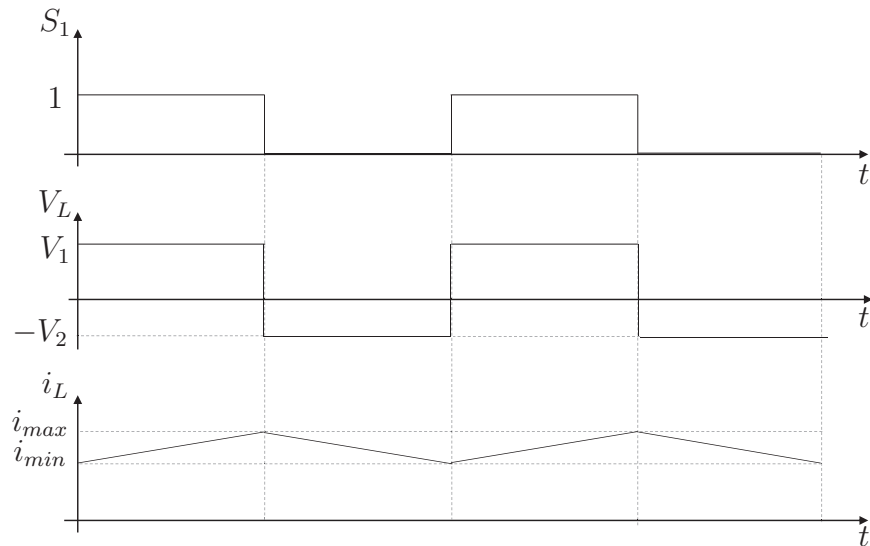


Figura 58: Forma de onda del módulo de la arquitectura de inductor conmutado.

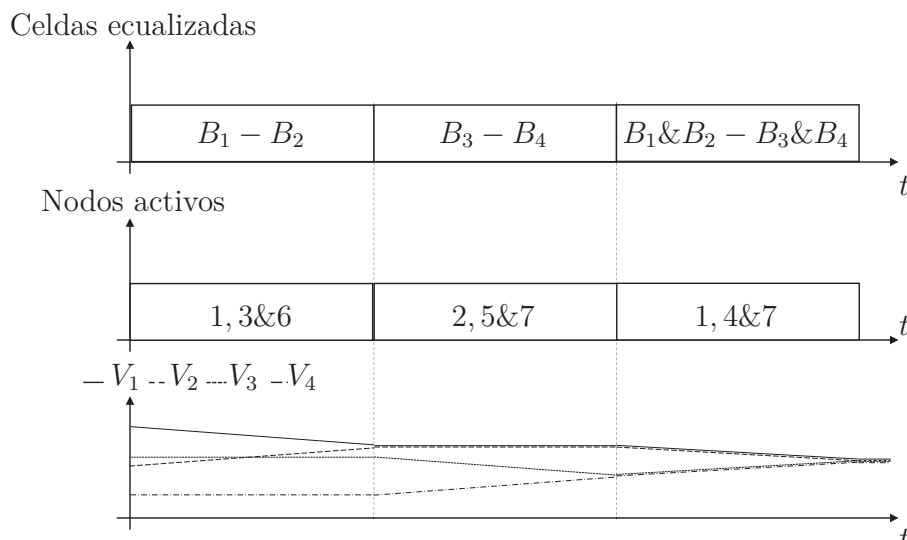


Figura 59: Funcionamiento del esquema de un solo inductor propuesto.

4.2.2. Diseño del ecualizador de un solo inductor propuesto

Esta sección proporciona las pautas para diseñar el ecualizador propuesto. El proceso de diseño involucra la etapa de potencia y el controlador del convertidor. La metodología se propone para un banco de baterías de 4 celdas como el que se presenta en la Figura 54. Sin embargo, se puede extrapolar a cualquier número de celdas. Además, las celdas se consideran como baterías de iones de litio 18650. La Figura 43 muestra la curva característica de este tipo de celdas [56].

El diseño de la etapa de potencia aborda el dimensionamiento de los dos MOSFET, el arreglo de interruptores y el inductor. Los interruptores necesarios están dimensionados para soportar la corriente y el voltaje de la aplicación. Además, es crucial considerar la velocidad de conmutación deseada para la aplicación. No se requiere una velocidad de conmutación alta en el caso de los interruptores simple polo y doble tiro y los interruptores simple polo y triple tiro. Esto se debe a que su objetivo es conectar ambos MOSFET y el inductor a puntos específicos del banco de baterías. Esta conexión se mantendrá hasta que se igualen las celdas o módulos. Por lo tanto, estos interruptores se pueden implementar con relés. La única restricción en su selección es que deben soportar la corriente de la aplicación. En este caso, como se consideran baterías 18650, la corriente máxima posible es de 4 A [5]. Sin embargo, los MOSFET deben soportar la corriente de la aplicación y una alta velocidad de conmutación. A una velocidad de conmutación más alta, el inductor requerido puede ser más pequeño. En este caso, se utilizará una frecuencia de conmutación de 100 kHz.

El tamaño del inductor depende de la corriente nominal, la ondulación de la corriente y la frecuencia de conmutación deseada. La frecuencia de conmutación se elige como 100 kHz. Además, para lograr un proceso rápido, la corriente nominal debe ser lo más cercana posible a la corriente máxima permitida por las celdas. En este caso se seleccionó a 3.6 A. Finalmente, el rizado deseado de corriente es de 0.4 A (aproximadamente el 11 % de la corriente nominal). Por lo tanto, idealmente, la corriente siempre estará entre 3.4 y 3.8 A. La Ecuación (16) describe el comportamiento del voltaje en un inductor. Donde V_L es el voltaje en el inductor, L es la inductancia y i_L es la corriente a través del inductor. La Ecuación (16) da como resultado (17). En este caso, Δ representa la variación de una variable. Por lo tanto, esta ecuación se usará para obtener el valor mínimo de L para garantizar el rizado de corriente deseado. La tensión utilizada fue de 8.4 V ya que es el peor escenario que puede dar lugar a una mayor pendiente. Además, la variación de corriente utilizada fue de 0.4 A, y finalmente, el tiempo es el inverso de la frecuencia establecida en el limitador de frecuencia (10 μ s). Por tanto, se puede observar que el valor mínimo que garantiza el rizado deseado, en las condiciones dadas, es de 210 μ H.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (16)$$

$$L = \frac{V \Delta t}{\Delta i_L} \quad (17)$$

El controlador necesario en este circuito consta de dos niveles. Un controlador de bajo nivel

gobierna la corriente en el inductor. De esta forma, el circuito garantiza una corriente segura para las celdas. Este controlador recibe dos señales: la corriente medida y una señal del controlador de alto nivel que indica el interruptor para operar. Además, como parte de este diseño de bajo nivel, se introduce un controlador de modos deslizantes para el control de la corriente. Partiendo de la Ecuación (15), se sustituye la variable d por u , y se obtiene la siguiente ecuación.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{(\bar{V}_1 + \bar{V}_2)u - \bar{V}_2}{L}$$

donde u es una señal de control propuesta. Además, la superficie de deslizamiento se propone como se muestra en la Ecuación (18). Donde σ es la superficie deslizante, k es una ganancia propuesta, i_L es la corriente a través del inductor y i_{ref} es la corriente deseada a través del inductor.

$$\sigma = k(i_L - i_{ref}) \quad (18)$$

$$u = \begin{cases} 1; & \sigma < 0 \\ 0; & \sigma > 0 \end{cases}$$

Por tanto, la derivada de la superficie de deslizamiento es:

$$\dot{\sigma} = k \frac{(\bar{V}_1 + \bar{V}_2)u - \bar{V}_2}{L}$$

Finalmente, es necesario verificar la condición de existencia. Para esto, es necesario verificar que $\sigma\dot{\sigma} < 0$. Si $\sigma > 0$, entonces $u = 0$ y $\dot{\sigma}$ debe ser menor que 0.

$$\dot{\sigma} = k \frac{(\bar{V}_1 + \bar{V}_2)0 - \bar{V}_2}{L} = k \frac{-\bar{V}_2}{L}$$

Por lo tanto, para lograr $\dot{\sigma} < 0$, k debe ser mayor que 0. De manera similar, si $\sigma < 0$, entonces $u = 1$ y $\dot{\sigma}$ debe ser mayor que 0.

$$\dot{\sigma} = k \frac{(\bar{V}_1 + \bar{V}_2)1 - \bar{V}_2}{L} = k \frac{\bar{V}_1}{L}$$

En este caso, también k debe ser mayor que 0. Por lo tanto, el controlador de modo deslizante es adecuado para esta aplicación con una ganancia (k) mayor que 0. La Figura 60 muestra la implementación de este controlador de bajo nivel

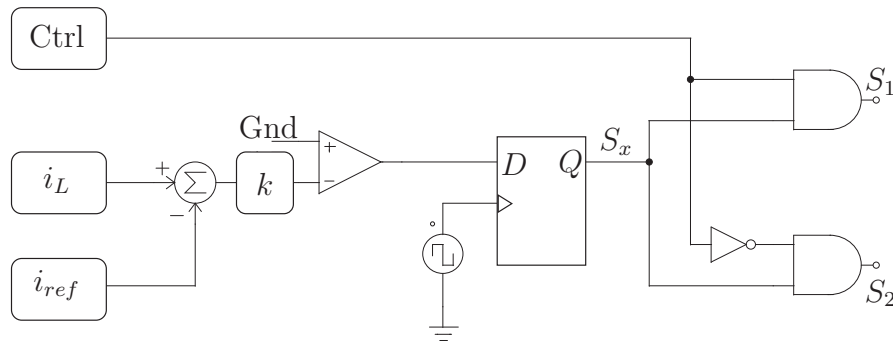


Figura 60: Controlador de corriente de bajo nivel.

En este caso, este procedimiento se puede suprimir ya que solo contiene una única variable y, por tanto, es sencillo. Las ecuaciones (12) y (13) muestran el comportamiento de la corriente en el inductor. Por lo tanto, la corriente en el inductor aumenta cuando está en paralelo con la celda de mayor tensión. Por otro lado, la corriente en el inductor disminuye en el caso contrario. Este comportamiento se utiliza en el controlador de bajo nivel. La idea principal es mantener el interruptor encendido mientras la corriente sea inferior a un valor nominal (3.6 A). Cuando la corriente supera ese umbral, el interruptor debe apagarse. Este comportamiento del controlador puede conducir a una velocidad de conmutación demasiado alta para la operación segura de los interruptores. Por tanto, se introduce un limitador de frecuencia a la salida de la señal de control para evitar esta situación. La Figura 60 muestra este limitador de frecuencia como un flip-flop tipo D.

Por otro lado, el principal objetivo del controlador de alto nivel es decidir las celdas o cadena de celdas a igualar. Este elemento es el encargado de determinar cuál es la célula que cede energía y la receptora. Además, envía una señal binaria que indica al controlador de bajo nivel sobre qué MOSFET operar. Por lo tanto, el controlador requiere como entrada la medición del voltaje de todas las celdas del banco de baterías. La salida es la señal para los relés y la señal para el controlador de bajo nivel. Este controlador se implementó siguiendo una lógica basada en reglas. El apéndice X muestra el pseudocódigo seguido por este controlador.

4.2.3. Comparación

Esta sección tiene como objetivo aclarar las ventajas y desventajas de la topología propuesta al compararla con otros BECs. Los principales puntos de comparación son el estrés de corriente/voltaje de los componentes, la cantidad de elementos, el análisis de eficiencia, el tiempo de ecualización y la complejidad del controlador. Las pérdidas por conducción y conmutación se consideran para realizar el análisis de eficiencia. Las pérdidas por conducción están asociadas a las resistencias en serie de todos los elementos del trayecto de la corriente. Por otro lado, las pérdidas por conmutación se deben a la potencia perdida en los interruptores en el tiempo de transición en

el que cambian de estado.

En este circuito se puede observar que para cualquier trayecto de corriente se tocan los siguientes elementos: una celda de batería, dos interruptores de conmutación lenta, un MOSFET y un inductor. Por lo tanto, la Ecuación (19) rige el comportamiento de las pérdidas por conducción. Donde i_L es la corriente en el inductor, D es el ciclo de trabajo de la señal PWM de los MOSFET, $R_{on_B_x}$ es la resistencia en serie de la celda x , $R_{on_SPDT_x}$ es la resistencia en serie del interruptor $SPDT_x$, R_L es la resistencia en serie del inductor y R_{on_SP3T} es la resistencia en serie del interruptor unipolar de triple tiro. Suponga que todas las celdas del banco de baterías y los MOSFET presentan una resistencia en serie similar. Además, el interruptor unipolar de tres tiros se puede implementar con interruptores unipolares de dos tiros, como se muestra en la Figura 61. Da como resultado la Ecuación (20).

$$P_{L_Cond} = i_L^2 (D(R_{on_B_1} + R_{on_SPDT_1} + R_{on_S_1} + R_L + R_{on_SP3T}) + (1 - D)(R_{on_B_2} + R_{on_SPDT_2} + R_{on_S_2} + R_L + R_{on_SP3T})) \quad (19)$$

$$P_{L_Cond} = i_L^2 (D(R_{on_B} + R_{on_SPDT} + R_{on_S} + R_L + 2R_{on_SPDT}) + (1 - D)(R_{on_B} + R_{on_SPDT} + R_{on_S} + R_L + 2R_{on_SPDT}))$$

$$P_{L_Cond} = i_L^2 (R_{on_B} + R_{on_S} + R_L + 3R_{on_SPDT}) \quad (20)$$

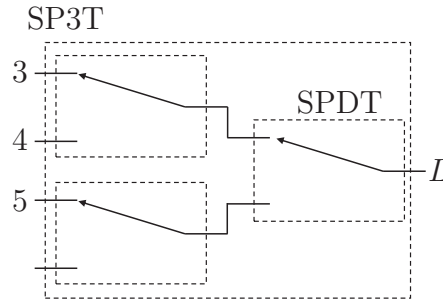


Figura 61: Implementación de un interruptor SP3T, basado en interruptores SPDT.

La Ecuación (21) gobierna las pérdidas de potencia por conmutación en el circuito. Donde V_x es el voltaje aplicado al interruptor, i_L es la corriente a través del inductor, f_{sw} es la frecuencia de conmutación, t_r es el tiempo que tarda el interruptor en cambiar de apagado a encendido estado, y t_f es el tiempo que tarda el interruptor en cambiar del estado activado al desactivado. Por lo tanto, las pérdidas generales en el convertidor son la suma de estos dos componentes como se muestra en la Ecuación (22).

$$P_{L.Sw} = V_x i_L f_{sw} (t_r + t_f) \quad (21)$$

$$P_{Total} = P_{L.Cond} + P_{L.Sw} = i_L^2 (R_{on.B} + R_{on.S} + R_L + 3R_{on.SPDT}) + V_x i_L f_{sw} (t_r + t_f) \quad (22)$$

Se utilizarán valores típicos para estimar la potencia perdida en una transferencia. La corriente de ecualización se puede considerar de 3.5 A ya que la corriente máxima en las celdas 18650 es de 4 A. Además, la resistencia máxima en serie de este tipo de celdas es 50 mΩ, la resistencia de encendido de un MOSFET puede ser tomada como 32 mΩ, y la resistencia en serie de un relé (srd -05vdc-sl-c) es de 60 mΩ. Por otro lado, la resistencia en el inductor depende de su construcción, longitud del cable, forma del núcleo, etc. Sin embargo, para el presente análisis, usaremos 75 mΩ. Además, el valor de la tensión utilizada es de 8.4 V, ya que es el peor de los casos (cuando el inductor está en paralelo con dos celdas y estas se encuentran completamente cargadas). Finalmente, se tomó el t_r de 60 ns, el t_f de 45 ns y la f_{sw} de 100 kHz. Por lo tanto, la pérdida de potencia total es de 4.4387 W para estas condiciones.

Las figuras 20 y 23 muestran los principales ecualizadores de celda basados en inductores. Podemos usar el procedimiento anterior para obtener la ecuación de pérdida de potencia para estas topologías. Ecuación (23) muestra la pérdida de potencia para el ecualizador de inductor conmutado. Donde i_1 es la corriente en el inductor L_1 , $R_{on.B}$ es la resistencia en serie de cualquier celda, $R_{on.S}$ es la resistencia en serie de cualquier MOSFET, R_{L_1} es la resistencia en serie del inductor L_1 , V_1 es la tensión en la celda 1, f_{sw} es la frecuencia de conmutación, t_r es el tiempo de subida del MOSFET y t_f es el tiempo de bajada del MOSFET. Para obtener esta ecuación realizamos las siguientes consideraciones: la corriente en los tres inductores tiene el mismo valor, el voltaje en todas las celdas es el mismo y la resistencia en todos los elementos similares es la misma. Si se utilizan los valores considerados anteriormente, se obtiene una pérdida de potencia de 6.2284 W.

$$P_{L.Switched} = 3i_1^2 (R_{on.B} + R_{on.S} + R_{L_1}) + 3V_1 i_1 f_{sw} (t_r + t_f) \quad (23)$$

Por otro lado, la Ecuación (24) muestra la pérdida de potencia para el ecualizador de capas basado en inductores. Donde i_1 es la corriente en el inductor L_1 , $R_{on.B_1}$ es la resistencia en serie de la celda 1, $R_{on.S_1}$ es la resistencia en serie del MOSFET S_1 , R_{L_1} es la resistencia en serie del inductor L_1 , V_1 es el voltaje en la celda 1, f_{sw} es la frecuencia de conmutación, t_r es el tiempo de subida del MOSFET, t_f es el tiempo de caída del MOSFET, i_3 es la corriente en el inductor L_3 , $R_{on.S_5}$ es la resistencia en serie del MOSFET S_5 y R_{L_3} es la resistencia en serie del inductor L_3 . Esto conduce a una pérdida de potencia de 6.9948 W. Finalmente, la Ecuación (25) muestra la pérdida de potencia en el ecualizador de un solo inductor. Si se usa una resistencia de 32 mΩ como valor para la resistencia de encendido del diodo, se obtiene una pérdida de potencia de 2.468 W. Se puede apreciar que las arquitecturas con menor pérdida de potencia utilizan un solo inductor. Esto se debe principalmente a que utilizan menos dispositivos y, por tanto, las pérdidas por conducción

son menores. Sin embargo, estas topologías tienen la desventaja de que tardan más en ecualizar el banco de baterías.

$$P_{L_Layer} = 2i_1^2(R_{on_B1} + R_{on_S1} + R_{L1}) + 2V_1i_1f_{sw}(t_r + t_f) + i_3^2(2R_{on_B1} + R_{on_S5} + R_{L3}) + 2V_1i_3f_{sw}(t_r + t_f) \quad (24)$$

$$P_{L_Sgl_L} = i_L^2(R_{on_B1} + R_{on_D1} + R_{on_S1} + R_L) + V_1i_Lf_{sw}(t_r + t_f) \quad (25)$$

Otra variable relevante que se puede obtener para comparar estos circuitos es la eficiencia. La eficiencia se obtiene mediante la Ecuación (26). Donde η es la eficiencia, V_{in} es el voltaje de la celda que entrega energía en una transferencia, I_{in} es la corriente a través de la celda que entrega energía, y P_{Total} es el total de pérdida de energía. La Tabla 7 resume los resultados de eficiencia para cada arquitectura considerando los valores utilizados anteriormente, donde la corriente fue de 3.5 A y el voltaje en la celda es de 4.2 V. Se puede apreciar que todas las topologías funcionan con una eficiencia similar, a excepción de la capa de ecualizador de inductores, ya que esta es un poco más eficiente que el resto.

$$\eta = \frac{V_{in}I_{in} - P_{Total}}{V_{in}I_{in}} \quad (26)$$

Tabla 7: Valores de eficiencia obtenidos para cada arquitectura.

Scheme	Eficiencia [%]
Inductor conmutado	85.87
Capa de inductores	88.1
Un solo inductor	83.21
Ecualizador propuesto	84.9

El ecualizador propuesto se compara con los esquemas de las figuras 20 y 23. Esta comparación se basará en el supuesto de un banco de baterías de cuatro celdas. Se puede observar que el ecualizador propuesto solo tiene un inductor, mientras que los ecualizadores presentes en la literatura pueden tener uno o tres inductores. Además, el ecualizador propuesto solo requiere dos MOSFET, mientras que los otros circuitos requieren de seis a diez MOSFET. Sin embargo, la topología propuesta requiere dos SPDT y un SP3T. No obstante, estos son interruptores que operan a baja frecuencia por lo que se pueden utilizar relés. Estos dispositivos son económicos y no requieren un controlador complejo.

Teniendo en cuenta la tensión en los componentes, en todas las topologías, la corriente a través de los elementos se controla y depende de la referencia. Sin embargo, esto no sucede con el voltaje,

donde el ecualizador propuesto en el peor de los casos debe manejar un voltaje de la mitad del banco de baterías. Este es también el peor de los casos en el ecualizador de capas. Por otro lado, la topología de inductor conmutado maneja un voltaje máximo de una celda del banco de baterías. Finalmente, la topología de un solo inductor depende de cómo se opera: de celda a celda, de cadena a cadena, de paquete a celda, etc. Esta arquitectura es muy flexible y tener un estrés de tensión muy variado, desde la tensión de una celda hasta la tensión de todo el banco de baterías

En general, la topología propuesta tiene un bajo número de elementos ya que solo requiere un inductor y dos MOSFET para el proceso de ecualización. Además, puede operar de cadena a cadena o de celda a celda. Sin embargo, dado que solo tiene un inductor para manejar todas las transferencias necesarias, el proceso de ecualización llevará más tiempo. La Tabla 8 resume la comparación entre estos circuitos.

Hasta ahora, se ha analizado el caso donde el banco de baterías está conformado por cuatro celdas. Además, este caso de estudio se utilizará en la sección de resultados. Sin embargo, queremos explorar qué sucede en los bancos de baterías más grandes, ya que son más comunes. La Tabla 9 muestra el recuento de componentes por topología para bancos de baterías de diferentes tamaños. Esta tabla muestra el bajo número de componentes necesarios para implementar el ecualizador propuesto. Aquí radica la gran ventaja de esta arquitectura. Además, es fundamental resaltar que como parte de los componentes necesarios para la realización de la red de conmutadores, se consideraron los elementos funcionales: SPDT, SP4T, SP8T, etc. Sin embargo, esta red se puede realizar con otros dispositivos, como MOSFET o relés. La selección de los dispositivos para implementar la red de conmutadores depende del acceso a cualquiera de los dispositivos mencionados.

Tabla 8: Comparación entre los BECs basados en inductores.

Ecualizador	Componentes para n celdas	Pérdida de potencia para un banco de cuatro celdas	Observaciones
Inductores conmutados [25]	$n - 1$ inductores $2(n - 1)$ MOSFETs	6.2284 W	Es la topología clásica, y su módulo es la base para otros esquemas. Solo puede transferir energía entre celdas adyacentes. Además, presenta varios inductores que son elementos pesados, voluminosos y costosos.
Capas de inductores [60]	$\frac{n}{2} + \frac{n}{4} + \frac{n}{8} \dots$ inductores $2(\frac{n}{2} + \frac{n}{4} + \frac{n}{8} \dots)$ MOSFETs	6.9948 W	Se basa en el módulo del ecualizador de inductores conmutados. Además, permite la transferencia de cadena a cadena. Necesita de más inductores que el ecualizador conmutado para su implementación.
Un solo inductor [34]	1 inductor $2(n + 1)$ MOSFETs $2(n + 1)$ diodos	2.468 W	Solo requiere un inductor. Además, es muy flexible, permitiendo varias transferencias: directa de celda a celda, de celda a paquete, de paquete a celda, etc. Sin embargo, para aprovechar estas transferencias se requiere un controlador complejo. Finalmente, el proceso de ecualización es lento.
Ecualizador propuesto	1 inductor 2 MOSFETs $2(\frac{n}{2} - 1) + n - 1$ SPDTs	4.4387 W 62	Requiere un inductor y dos interruptores de alta velocidad. Por lo tanto, es un circuito económico y fácil de controlar, ya que se basa en un módulo conocido. Además, requiere interruptores para conectar los nodos del módulo al banco de baterías. Sin embargo, estos dispositivos son económicos y necesitan un controlador simple.

Tabla 9: Cantidad de componentes considerando la cantidad de celdas del banco.

Ecualizador	4 celdas	8 celdas	16 celdas	32 celdas
Inductores conmutados [25]	3 inductores 6 MOSFETs	7 inductores 14 MOSFETs	15 inductores 30 MOSFETs	31 inductores 62 MOSFETs
Capas de inductores [60]	3 inductores 6 MOSFETs	7 inductores 14 MOSFETs	15 inductores 30 MOSFETs	31 inductores 62 MOSFETs
Un solo inductor [34]	1 inductor 10 MOSFETs	1 inductor 18 MOSFETs	1 inductor 34 MOSFETs	1 inductor 66 MOSFETs
	10 diodos	18 diodos	34 diodos	66 diodos
Ecualizador propuesto	1 inductor 2 MOSFETs	1 inductor 2 MOSFETs	1 inductor 2 MOSFETs	1 inductor 2 MOSFETs
	2 SPDTs	2 SP4Ts	2 SP8Ts	2 SP16Ts
	1 SP4T	1 SP8T	1 SP16T	1 SP32T

4.2.4. Resultados de simulación

En esta sección se muestran los resultados de simulación que validan el ecualizador de un solo inductor propuesto. Además, al igual que en la sección anterior, se utilizó el software PSIM. La Tabla 10 muestra los valores utilizados en las simulaciones.

Tabla 10: Valor de los componentes utilizados en la simulación.

Componente	Valor
Celda de batería	$Q = 2500 \text{ mAh}, I_{max} = 4 \text{ A}$
Tensión inicial	$V_1 = 4.01 \text{ V}, V_2 = 4.1 \text{ V}$ $V_3 = 4.08 \text{ V}, V_4 = 4.06 \text{ V}$
Inductor	210 μH

La Figura 62 muestra los resultados de la simulación para un proceso de ecualización de un banco de baterías de cuatro celdas. Se puede apreciar que se obtiene el resultado esperado; primero se igualan las celdas 1 y 2, luego las celdas 3 y 4 y finalmente se igualan las dos mitades del banco de baterías. Por otro lado, se puede observar que la corriente se acerca lo más posible a los 4 A, sin sobrepasar este umbral. Se desea de esta manera, para que el proceso de ecualización sea lo más rápido posible sin dañar la celda. La Figura 63 muestra un acercamiento de la corriente a través del inductor para apreciar mejor la ondulación. Se puede observar que se consigue el rizado diseñado (0.4 A). Finalmente, se puede observar que las celdas 2 y 3 cedieron la carga eléctrica (un total de 10.52 mAh entre ambas) a las celdas 1 y 4. Este comportamiento es esperado ya que el voltaje en las celdas es proporcional a la carga eléctrica que presentan.

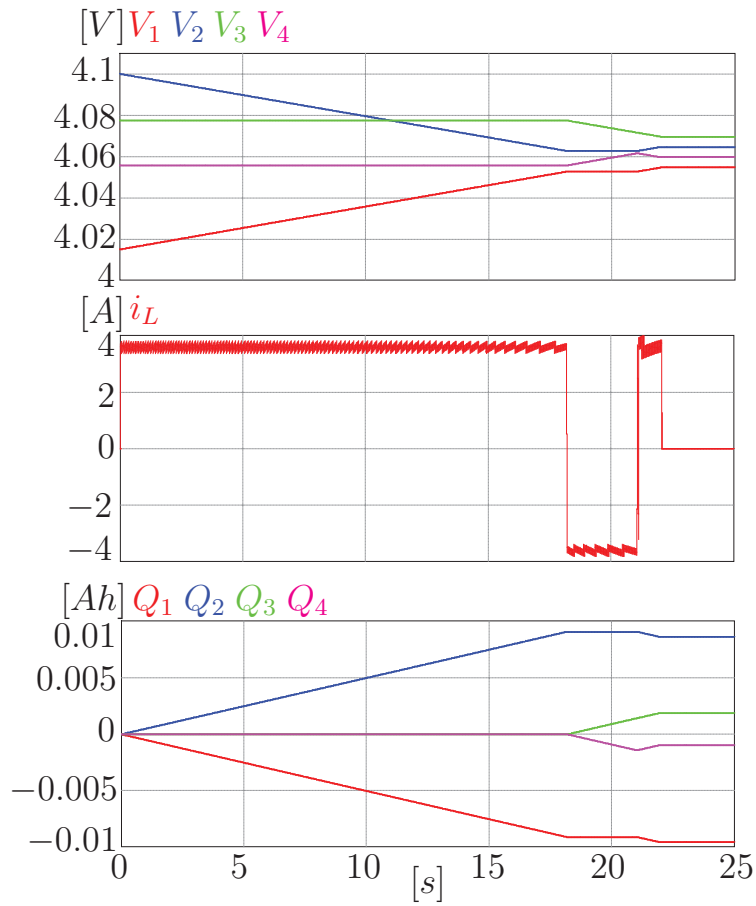


Figura 62: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el ecualizador de un solo inductor propuesto.

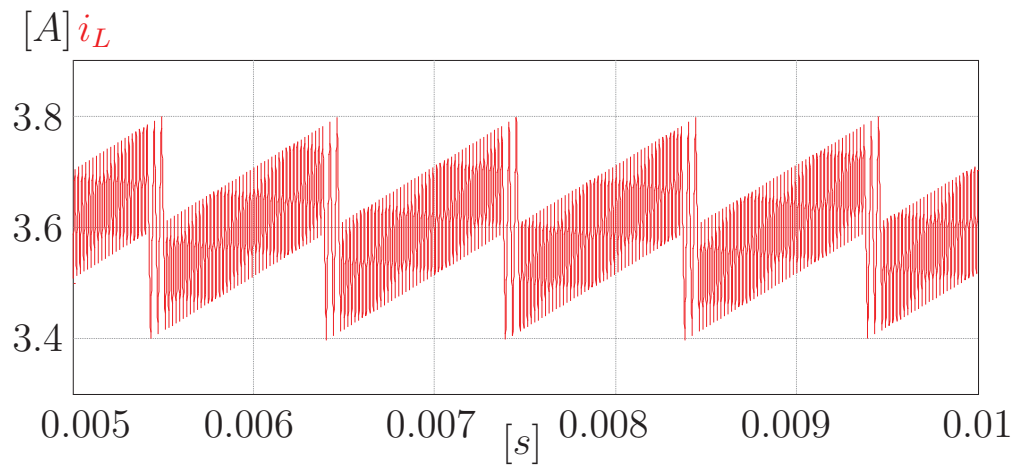


Figura 63: Acercamiento de la corriente que atraviesa al inductor.

La Figura 64 muestra el estrés de tensión de drenaje a fuente en el interruptor S_1 (V_{DS1}). Se puede observar que es aproximadamente el doble del voltaje de las celdas que se están ecualizando. Inicialmente, cuando se ecualizan solo celdas individuales, presenta un voltaje de alrededor de 8 V. Mientras que, cuando se ecualizan las dos mitades del banco de baterías, tiene un voltaje aproximado de 16 V. Este comportamiento es el resultado esperado ya que el inductor está cargado en el mismo voltaje que las celdas que están siendo ecualizadas. Por lo tanto, el doble del voltaje de las celdas que se ecualizan se refleja en el interruptor. Además, el estrés de corriente que debe soportar el interruptor es la corriente a través del inductor, ya que estos elementos están en serie. Esta corriente está limitada por la corriente máxima de la celda. Por tanto, cualquier interruptor que soporte corrientes mayores a este umbral, se puede seleccionar para esta aplicación.

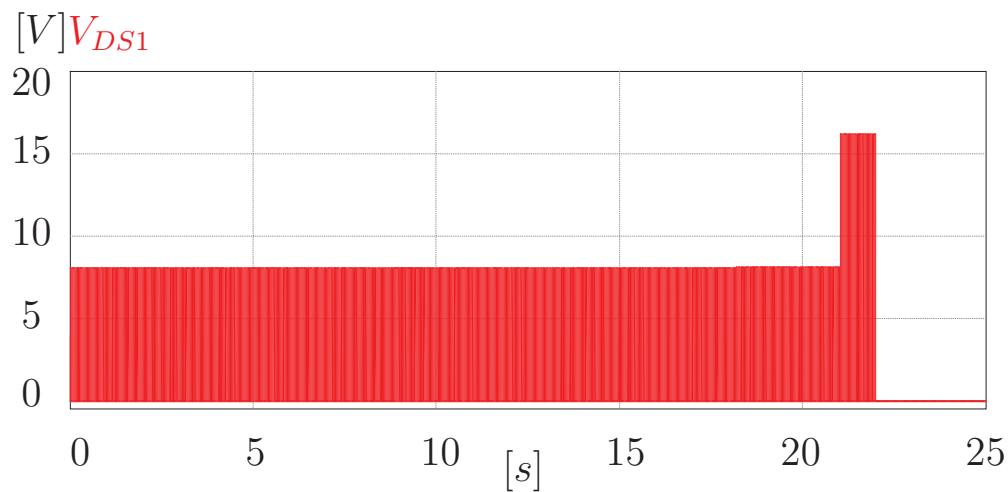


Figura 64: Tensión de drenaje a fuente en el interruptor S_1 durante el proceso de ecualización.

Adicionalmente, se realizó un experimento para verificar que el ecualizador funcionaba mientras el banco de baterías entregaba energía al sistema de propulsión. La Figura 65 muestra la simulación del proceso de ecualización al conectar una carga al banco de baterías. Se tomaron, como condición inicial, los siguientes datos: $V_1 = 4.45$ V, $V_2 = 3.9$ V, $V_3 = 4.55$ V, y $V_4 = 4.75$ V. Además, la referencia de corriente fue de 5 A para el inductor, y la corriente que se le puso a la carga fue de 2 A y la frecuencia de conmutación de 10 kHz. La Figura 66 muestra un acercamiento a la corriente de carga. En escenarios de la vida real, este no es un patrón típico. Sin embargo, es una forma de evaluar el comportamiento del sistema cuando se enfrenta a cambios bruscos de corriente. En este experimento se puede apreciar que el proceso de ecualización no se vio afectado por la corriente de carga. Este comportamiento es deseable ya que no es necesario esperar a que el auto esté estacionado para ecualizar el banco de baterías.

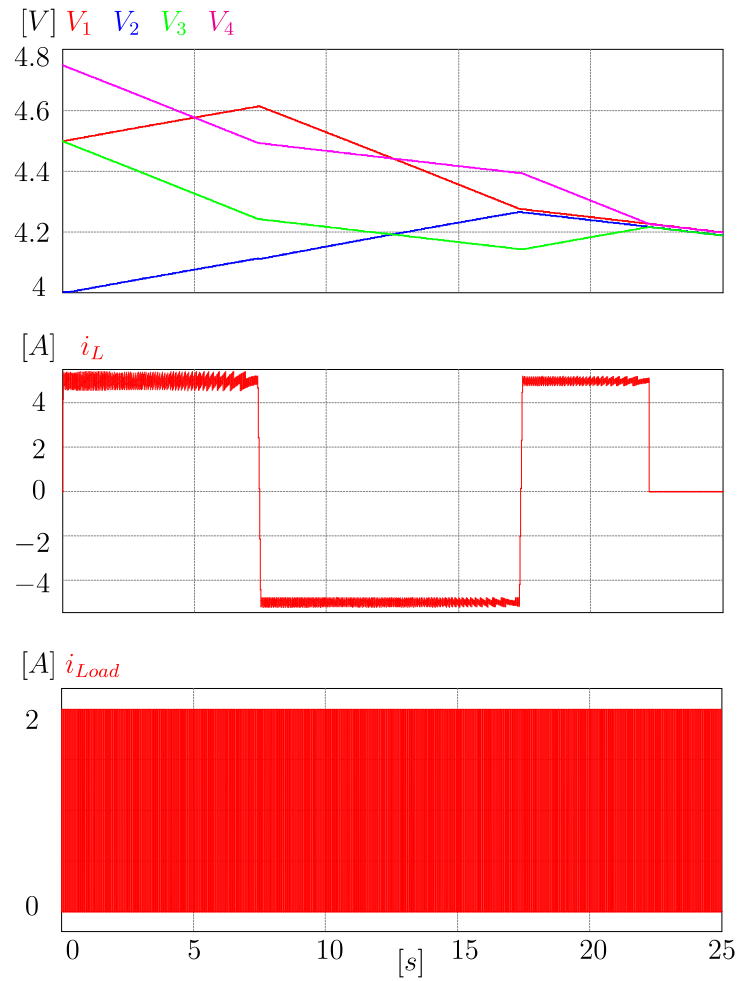


Figura 65: Simulación del proceso de ecuilización cuando se conecta una carga al banco de baterías.

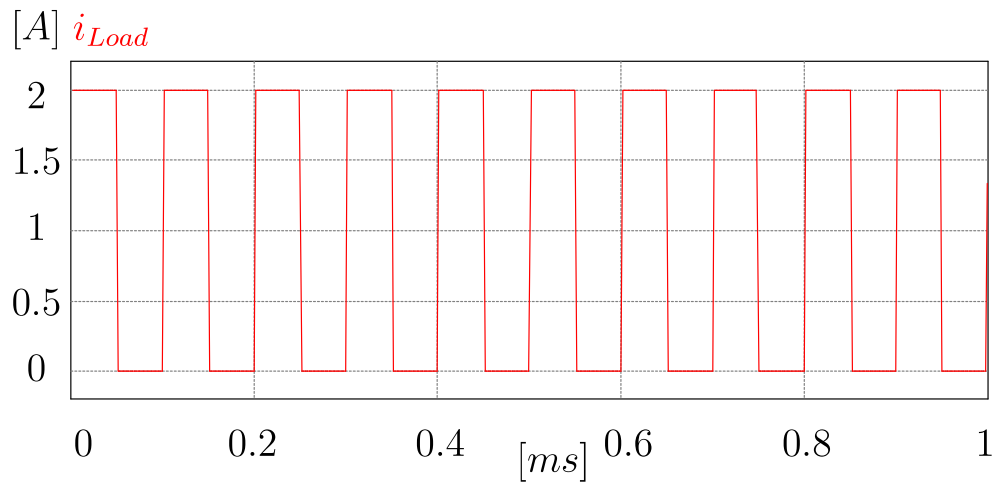


Figura 66: Acercamiento a la corriente de carga conectada al banco de baterías.

Finalmente, realizamos simulaciones con las mismas condiciones que las realizadas en la sección del estado del arte. La Figura 67 muestra los resultados para esas condiciones. Además, los parámetros de interés se resumieron en la Tabla 11. De esta manera, las métricas de ese trabajo se pueden usar para comparar el convertidor propuesto. Se requieren un inductor, dos MOSFET y cinco interruptores SPDT en el convertidor propuesto. Además, requiere un controlador de corriente de bajo nivel, un controlador de alto nivel para tomar decisiones, cuatro sensores de voltaje y un sensor de corriente. Finalmente, se obtuvo que el tiempo de ecualización fue de 22 s, y se evidenció un estrés de tensión y corriente en los MOSFET de 16 V y 4 A, respectivamente. Por lo tanto, se puede concluir que el ecualizador propuesto es el segundo circuito con menos elementos (solo detrás de la topología de MOSFETs en paralelo). Además, tiene un tiempo de ecualización competitivo (ya que la corriente se controla a un valor lo más cercano posible a la corriente máxima permitida). Los interruptores presentan una tensión similar a otras topologías. Sin embargo, es más complejo de controlar y requiere varios sensores. Por lo tanto, creemos que esta es una topología emocionante y puede complementar los ecualizadores existentes.

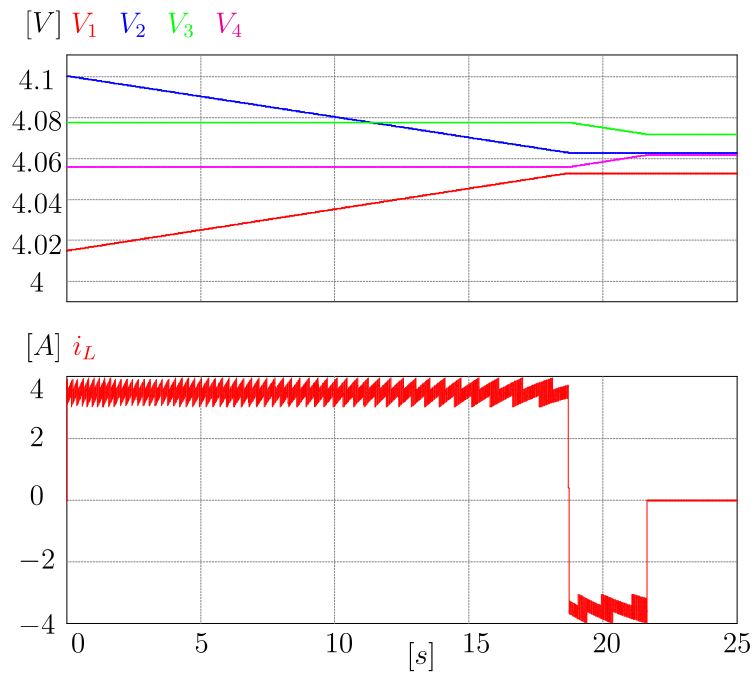


Figura 67: Proceso de ecualización con las mismas condiciones que las utilizadas en la sección de antecedentes.

Tabla 11: Análisis comparativo de los ecualizadores revisados para un banco de baterías de cuatro celdas.

Ecualizador	Cantidad de componentes	Tiempo de ecualización [s]	Estrés en MOS-FETs	Complejidad del controlador de alto nivel	Sensores requeridos	Eficiencia
Inductores conmutados [25]	6 MOSFETs, 3 inductores	16	4.2 V, 3.8 A	Baja	4 (V), 3 (A)	85.87 %
Capa de inductores [25]	6 MOSFETs, 3 inductores	15	8.4 V, 3.8 A	Baja	4 (V), 3 (A)	88.1 %
Un solo inductor [34]	10 MOSFETs, 10 diodos, 1 inductor	23	4.2 V, 3.8 A	Alta	4 (V), 1 (A)	83.21 %
Ecualizador propuesto	2 MOSFETs, 5 SPDTs, 1 inductor	22	8.4 V, 3.8 A	Alta	4 (V), 1 (A)	84.9 %

4.2.5. Conclusiones

En esta subsección se propuso un novedoso ecualizador basado en un solo inductor para su aplicación en EVs. Se logró una topología que solo requiere un inductor y dos MOSFET; por lo tanto, presenta un bajo conteo de elementos. Además, se realiza un rápido proceso de ecualización. Esta velocidad se explica porque el inductor controla la corriente a valores cercanos a la corriente máxima permitida por las celdas. Este convertidor se puede utilizar para transferencias de energía entre celdas adyacentes y de cadena a cadena. Finalmente, se comparó con otros ecualizadores presentes en la literatura, teniendo en cuenta el número de componentes, el tiempo de ecualización, el estrés de los MOSFET, el número de sensores y la complejidad del controlador.

4.3. Ecuador de batería de alta eficiencia basado en capacitores para su aplicación en EVs

En la sección de antecedentes se presentó el ecualizador basado en capacitores conmutados como una de las topologías con más características deseables de un ecualizador ideal. Además, se evidenció que una de las principales desventajas es que ocurre un proceso de sobreecualización. Este proceso conlleva que se realicen más transferencias de las necesarias para lograr el proceso de ecualización. Por tanto, la eficiencia y el tiempo de ecualización se ven afectados. En esta subsección, se presenta una arquitectura que previene la sobreecualización. De esta manera, se espera lograr un BEC de alta eficiencia.

4.3.1. Operación y análisis del ecualizador propuesto

La Figura 68 muestra el ecualizador propuesto para un banco de baterías de cuatro celdas. Se puede notar que es similar a la topología de capacitor conmutado pero agrega un interruptor por capacitor para aislar este dispositivo del circuito en caso de ser necesario. En la sección de antecedentes, se menciona que una de las principales desventajas del ecualizador de capacitores conmutados es la sobreecualización. Este comportamiento consiste en que en algún punto del proceso de ecualización una celda envía energía a otra. Sin embargo, antes de que se complete el proceso, esta transferencia de energía se invierte y la celda que antes recibía ahora entrega energía. Por ejemplo, en una primera etapa la celda 1 entrega energía a la 2 y posteriormente, antes de ecualizar el banco de baterías, la celda 2 entrega energía a la celda 1. Este comportamiento es indeseable porque en cada transferencia hay pérdidas de potencia. Por lo tanto, la eficiencia del proceso de ecualización disminuye. La arquitectura propuesta permite desconectar el capacitor del circuito para evitar transferencias no deseadas y volverlo a conectar cuando se necesite la transferencia de energía. Sin embargo, es necesario introducir un controlador de alto nivel para aprovechar esta característica del circuito.

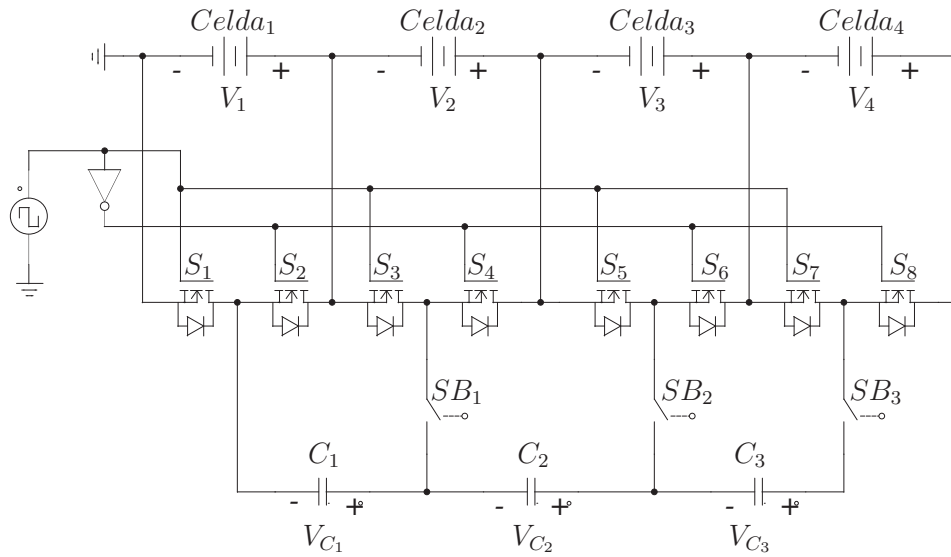


Figura 68: Ecuador propuesto de capacitores conmutados modificado.

Además, la posibilidad de desconectar el capacitor, permite utilizar otra variable de ecualización distinta a la tensión. En el esquema clásico, el voltaje del capacitor oscila continuamente entre el voltaje de las celdas adyacentes. Por lo tanto, el voltaje de las celdas en el proceso es decisivo. Sin embargo, el voltaje no siempre refleja el estado interno de la celda [21, 61]. De esta manera, si se utiliza otra variable de ecualización, como SoC, se puede lograr un proceso regido por esta variable. Esta característica es imposible con la arquitectura clásica de capacitores conmutados.

La Figura 69 muestra el módulo típico de un ecualizador de condensador conmutado. Se puede ver que este módulo tiene dos celdas, cuatro MOSFET y un capacitor. Además, las figuras 70 y 71 muestran el circuito en el estado de encendido y apagado de los interruptores. En este circuito se puede ver como el capacitor alterna entre estar en paralelo con una celda y luego en paralelo con la otra. Por tanto, la tensión del condensador oscila entre las tensiones de ambas celdas. Cuando se pone en paralelo con la celda de mayor voltaje, se carga hasta llegar a ese mismo voltaje. Por el contrario, cuando se fuerza en paralelo con la celda de menor voltaje, entrega energía a la celda hasta que ambos elementos tienen el mismo voltaje.

La Ecuación (27) determina el comportamiento del voltaje a través del capacitor en el estado encendido de los interruptores (Figura 70). Donde v_C es el voltaje a través del capacitor, I_1 es la corriente a través de la celda 1 y C es el valor de la capacitancia del capacitor. Además, la Ecuación (28) determina el comportamiento del voltaje a través del capacitor en el estado apagado de los interruptores (Figura 71). En esta ecuación, v_C y C representan lo mismo que en la ecuación anterior. Además, I_2 es la corriente a través de la celda 2.

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{I_1}{C} \quad (27)$$

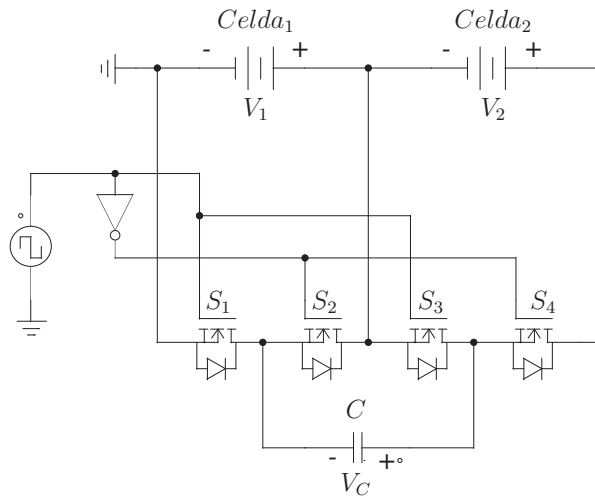


Figura 69: Módulo del esquema de capacitores conmutados.

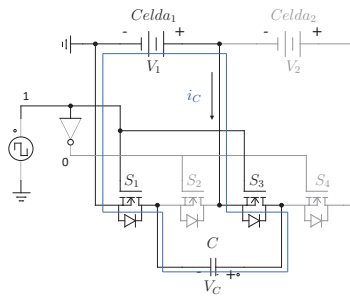


Figura 70: Estado de encendido del módulo del esquema de capacitores conmutados.

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = -\frac{I_2}{C} \quad (28)$$

La Figura 72 muestra el comportamiento y las formas de onda de estado estable del módulo. En la primera etapa, la celda con mayor voltaje (V_1) transfiere energía al capacitor activando los interruptores correspondientes (S_1, S_3). A continuación, se induce la combinación correcta de interruptores (S_2, S_4), y la potencia se transfiere del capacitor a la otra celda (V_2). Se puede observar como el voltaje en el capacitor oscila entre los voltajes de las celdas a las que está conectado. Además, en el gráfico de la corriente, se puede ver como hay un pico inicial, y luego esta variable se comporta como una exponencial decreciente. La Ecuación (29) rige el comportamiento de la corriente en este tipo de circuito. Donde V_1 es el voltaje de la celda 1, V_2 es el voltaje de la celda 2, R_{eq} es la resistencia equivalente del camino que atraviesa la corriente, t es el tiempo y C es la capacitancia del capacitor.

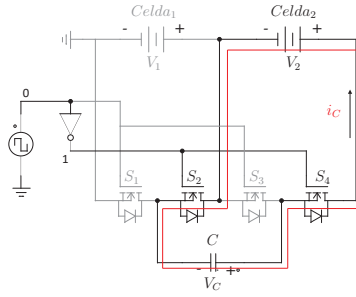


Figura 71: Estado de apagado del módulo del esquema de capacitores conmutados.

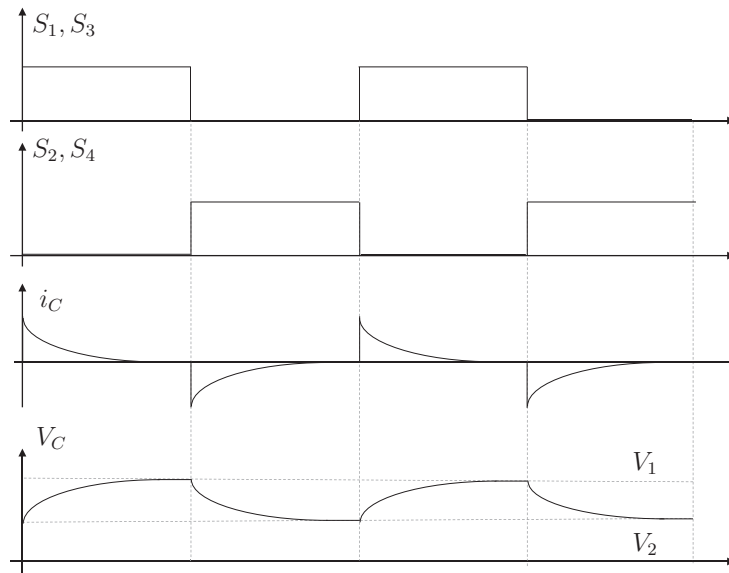


Figura 72: Forma de onda típica del módulo del esquema de capacitores conmutados.

$$i_C(t) = \frac{V_1 - V_2}{R_{eq}} e^{-\frac{t}{R_{eq}C}} \quad (29)$$

Las ecuaciones (27), (28) y (29) y la Figura 72 nos muestran el comportamiento del circuito cuando los capacitores están conectados al circuito. Sin embargo, en la arquitectura propuesta, los interruptores pueden aislar los capacitores del circuito. Si los interruptores aíslan los capacitores del circuito, entonces no habrá transferencias de energía entre las celdas adyacentes relacionadas. Este comportamiento representa la ventaja proporcionada por la modificación introducida en este trabajo.

Como se mencionó anteriormente, la sobreequalización de es considerada una de las principales desventajas de los equalizadores de capacitores conmutados. La equalización excesiva implica realizar más transferencias que el mínimo necesario para equalizar el banco de baterías. Por lo tanto, la energía se disipa de manera ineficiente en esta topología. La nueva topología propuesta en este

trabajo modificando el esquema clásico de capacitores conmutados, tiene como objetivo evitar la sobreecualización desconectando el capacitor cuando se puede predecir la sobreecualización.

4.3.2. Diseño del ecualizador propuesto

Esta sección proporciona las pautas para diseñar el ecualizador propuesto. El proceso de diseño involucra las etapas de potencia y control. Se usará un banco de baterías de cuatro celdas como caso de uso, como el presentado en la Figura 68. Sin embargo, se puede hacer con cualquier número de celdas.

El diseño de la etapa de potencia aborda el dimensionamiento de los MOSFETs, el interruptor bidireccional y el capacitor. Los interruptores necesarios están dimensionados para soportar la corriente y el voltaje de la aplicación. Además, otro parámetro a considerar para elegir un dispositivo es la velocidad de conmutación deseada para la aplicación. Al analizar la Figura 54, se puede ver que dos MOSFET están conectados en paralelo con una celda. Por lo tanto, deben soportar la mitad del voltaje en una celda. Una celda 18650 típica tiene un voltaje máximo de 4.2 V . Por lo tanto, el voltaje máximo para un MOSFET sería de 2.1 V . Además, el voltaje máximo para los capacitores es el voltaje máximo en las celdas (4.2 V) ya que se fuerzan en paralelo. Finalmente, el voltaje máximo requerido para los interruptores bidireccionales es también el voltaje máximo de las celdas (4.2 V).

La Ecuación (29) muestra el comportamiento de la corriente en los capacitores. Por lo tanto, la Ecuación (30) muestra la corriente máxima que pueden tener todos los elementos en el camino de la corriente: la celda, el interruptor bidireccional, el MOSFET y el capacitor. Considerando la resistencia típica en serie de cada componente que se muestra en la Tabla 12, el voltaje máximo de la celda es de 4.2 V , y el voltaje mínimo de la celda es de 2.5 V , la corriente máxima que deben soportar los elementos es 8.85 A .

$$i_C(t) = \frac{V_1 - V_2}{R_{eq}} \quad (30)$$

Tabla 12: Resistencia típica de todos los componentes utilizados en el ecualizador propuesto.

Componente	Resistencia típica [$m\Omega$]
Celda	50
MOSFET	32
Interruptor bidireccional	60
Capacitor	50

Además, es necesario seleccionar la frecuencia de conmutación de los interruptores y la capacitancia del capacitor. La Ecuación (29) muestra que la constante de tiempo de la corriente es $R_{eq}C$.

Además, se sabe que este tipo de sistema se estabiliza en aproximadamente cinco veces la constante de tiempo. Por lo tanto, el período de la señal cuadrada del controlador de bajo nivel debe ser mayor que el doble de este tiempo. Este comportamiento es deseable porque si el sistema ha pasado su tiempo de estabilización, la corriente será cero y se logrará un convertidor que conmute cuando la corriente es cero. Por lo tanto, se mejora la eficiencia del sistema ya que se pueden despreciar las pérdidas de potencia por conmutación. La Figura 73 muestra una curva de corriente típica para este circuito. Por lo tanto, necesita una capacitancia más baja si desea una velocidad más rápida. Este compromiso debe tenerse en cuenta en el diseño. Por lo tanto, si se selecciona una capacitancia típica de $47 \mu F$, entonces se requiere un período mínimo de $90.24 s$ y una frecuencia máxima de $11.08 kHz$.

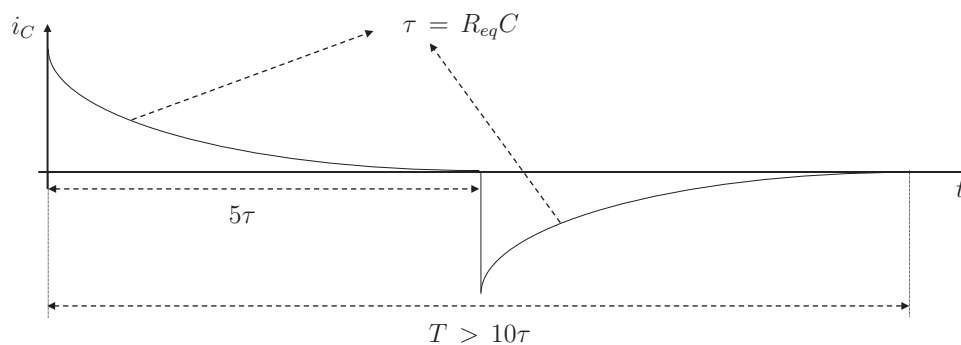


Figura 73: Curva de corriente típica en los ecualizadores de capacitores conmutados.

Una de las grandes ventajas del ecualizador de capacitores conmutados es su sencillo controlador. Un generador de señal de onda cuadrada es todo lo necesario para lograr el proceso de ecualización. Esta señal, y su valor negado, se envían a los conmutadores adecuados para lograr las transferencias entre celdas adyacentes. Sin embargo, este controlador simple conduce a un proceso de sobreecualización. Por lo tanto, en el esquema propuesto se requerirá un controlador más complejo para aprovechar la desconexión permitida en esta arquitectura modificada.

La Figura 74 muestra la arquitectura del controlador. Se puede analizar en dos partes para que sea más fácil de entender. Se necesita un controlador sencillo que consista en un generador de señal de onda cuadrada a un nivel bajo. Este controlador es el mismo que se usa en el ecualizador clásico de capacitores conmutados. Además, hay un controlador de alto nivel para decidir cuándo conectar/desconectar los capacitores del circuito para evitar la sobreecualización. El controlador requiere medir el voltaje en cada celda y actuar sobre los interruptores que aíslan los capacitores del resto del circuito. Los interruptores introducidos en el ecualizador propuesto (SB_1 , SB_2 y SB_3 de la Figura 68) son los que permiten desconectar los capacitores del circuito y así evitar la sobreecualización.

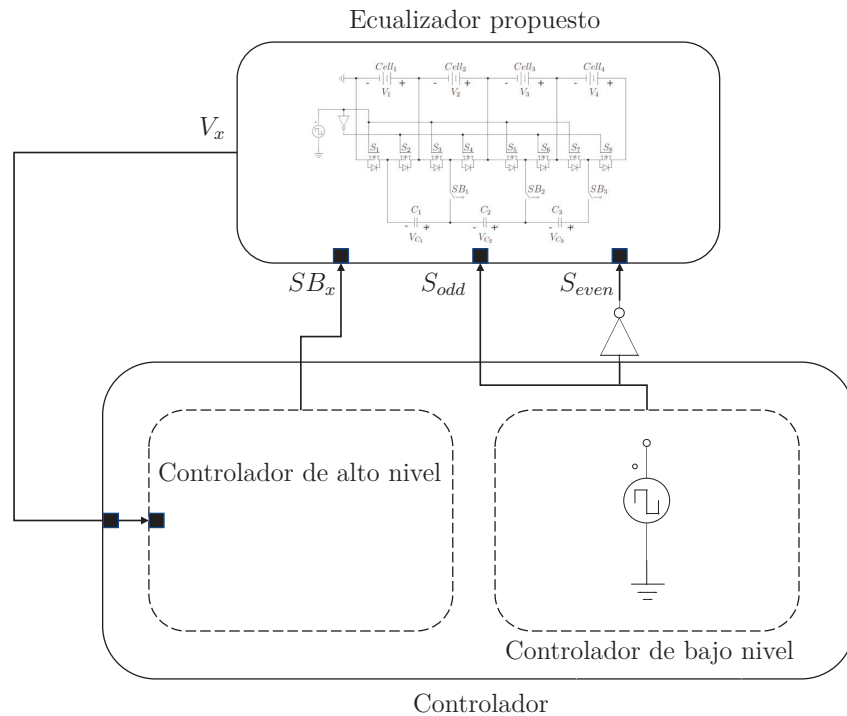


Figura 74: Diagrama del controlador necesario en la arquitectura propuesta.

La Figura 75 muestra el funcionamiento del convertidor en un caso de uso que aprovecha la posibilidad de desconexión de los capacitores. La idea del controlador es predecir la sobreecualización. Esta predicción se realiza comparando el voltaje en cada celda con el voltaje promedio de las celdas del banco de baterías. El voltaje promedio es el punto de referencia ya que el voltaje en todas las celdas debe tender a este valor al final del proceso de ecualización. En esta figura, es necesario asumir que V_1 es igual al voltaje promedio entre las cuatro celdas. Por lo tanto, todas las celdas tendrán ese voltaje al final del proceso de ecualización, y V_1 no se considera para este análisis ya que ya se encuentra en el voltaje objetivo para el proceso de ecualización. La figura muestra una primera etapa donde el voltaje V_3 excede el voltaje de las celdas adyacentes V_2 y V_4 . En la topología clásica, la celda tres enviaría energía a ambas celdas. Sin embargo, el controlador debe predecir que el voltaje en la celda 2 es más alto que el promedio del banco. Por lo tanto, debe ceder energía en algún momento, y recibirla no tiene sentido. De esta manera, la figura muestra una primera etapa en la que se desconecta el condensador que gestiona las transferencias de energía entre las celdas 2 y 3. Este comportamiento se mantiene hasta que el controlador reconoce que debe conectar ese capacitor. En este punto, la segunda etapa comienza con los capacitores C_2 y C_3 conectados hasta que se logra la ecualización del banco de baterías sin sobreecualización de las celdas.

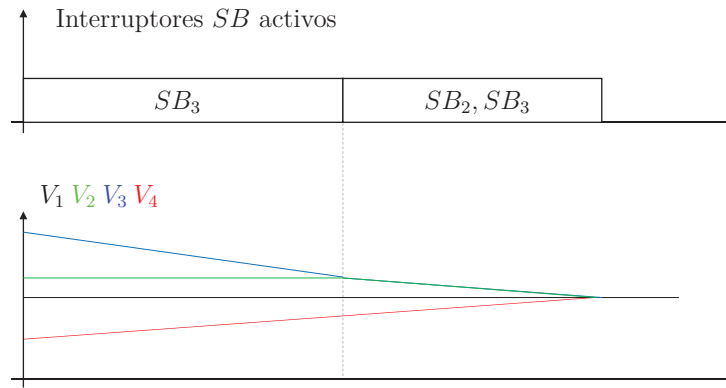


Figura 75: Funcionamiento del esquema propuesto.

La Figura 76 representa el diagrama de flujo del controlador de alto nivel para el interruptor SB_2 . Sin embargo, el análisis de este interruptor se puede extender al resto de los interruptores SB_x . Se puede observar cómo se considera el voltaje entre celdas adyacentes para tomar la decisión. Si, por ejemplo, $V_2 > V_3$ y $V_3 < V_4$, la decisión de encender el interruptor es evidente ya que la energía debe ir en el sentido de la celda dos a la cuatro. Sin embargo, no está claro cuándo el voltaje V_3 es menor que V_2 y V_4 , ya que puede ocurrir una sobreecualización. En este caso, se debe comparar el voltaje de las celdas dos y cuatro para decidir el estado del interruptor SB_2 .

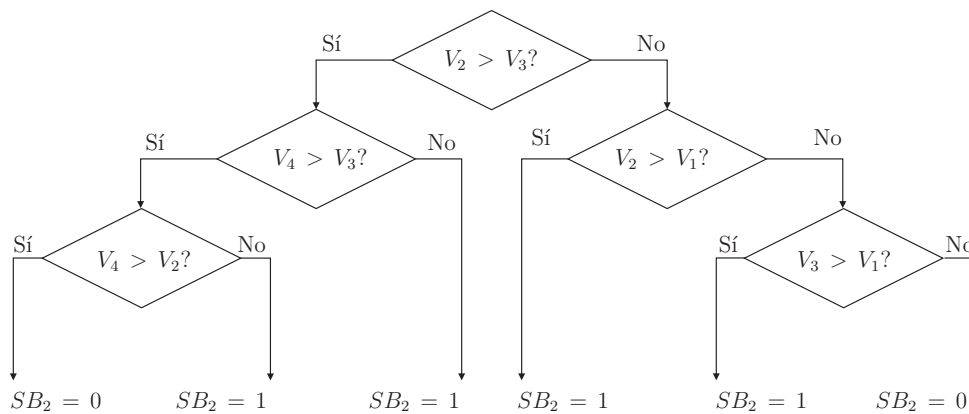


Figura 76: Diagrama de flujo del controlador para el interruptor SB_2 .

4.3.3. Comparación

En esta sección, las arquitecturas basadas en capacitores (presentadas en la sección de Antecedentes) se comparan con la topología propuesta para resaltar sus ventajas y desventajas. Los parámetros a considerar son el número de elementos, la tensión en los componentes, el tiempo de ecualización, la complejidad del controlador y la eficiencia.

La Tabla 13 resume la cantidad de componentes para cada topología. Se puede observar que la arquitectura propuesta tiene el mismo número de elementos que el capacitor conmutado, pero se agrega un relé por capacitor. Además, el ecualizador de un solo capacitor solo tiene un capacitor pero muchos MOSFET. Estos dispositivos son costosos y requieren un impulsor de lado alto para funcionar. Finalmente, el esquema de capacitores de dos niveles tiene la misma cantidad de elementos que el capacitor conmutado, más se agrega una segunda capa de capacitores. Agregar más condensadores a menudo no es deseable porque son dispositivos menos confiables con una vida útil más corta que otros elementos electrónicos.

Tabla 13: Recuento de componentes para cada ecualizador basado en capacitor considerando n celdas.

Ecualizador	n celdas
Capacitor conmutado [30]	$n - 1$ capacitores $2n$ MOSFETs
Doble capa de capacitores conmutados [36]	$2n - 3$ capacitores $2n$ MOSFETs
Un solo capacitor [32]	1 capacitor $4n$ MOSFETs
Ecualizador propuesto	$n - 1$ capacitores $2n$ MOSFETs $n - 1$ SPDTs

Al analizar el ecualizador de capacitor conmutado, se puede ver que fuerza a cada capacitor en paralelo con las celdas. Por tanto, los condensadores deben soportar la tensión de cada celda (máximo $4.5 V$). Por otro lado, el capacitor conmutado de dos niveles debe soportar el voltaje de la celda para la primera fila de capacitores. Sin embargo, la segunda fila debe soportar la suma de dos celdas, y así sucesivamente. La topología de un solo condensador depende del controlador. Este esquema es muy flexible y permite cualquier transferencia. Por lo tanto, si el controlador solo considera las transferencias de celda a celda, entonces debe soportar el voltaje de una celda. Sin embargo, si el controlador puede usar transferencias de paquete a celda, debe soportar el voltaje de todo el banco de baterías. En este caso, cuanto mayor sea la tensión sobre los componentes que debe soportar, menor será el tiempo de ecualización. Finalmente, la arquitectura propuesta debe soportar el voltaje de una celda ya que es similar al esquema de capacitor conmutado.

Como muestra la Ecuación (30), la corriente máxima será directamente proporcional a la diferencia de voltaje entre las celdas e inversamente proporcional a la resistencia en el camino de la corriente. En la topología de capacitores conmutados de dos niveles, la corriente en la segunda fila de capacitores tiende a ser mayor que en la primera porque hay dos celdas, por lo que la diferencia entre sus voltajes será mayor. Por otro lado, la arquitectura de un solo capacitor, al igual

que el análisis realizado en el estrés de tensión, depende de su controlador. Si solo considera las transferencias de celda a celda, tendrá la misma tensión que el ecualizador de capacitor conmutado. Sin embargo, si considera transferencias de paquete a celda, tendrá una mayor diferencia entre los voltajes de celda y deberá soportar una corriente más alta. Finalmente, el convertidor propuesto requiere soportar una corriente levemente menor que la del capacitor conmutado. Porque al introducir el relé como elemento adicional al camino de la corriente, tendrá una resistencia equivalente ligeramente superior.

El tiempo de ecualización está íntimamente relacionado con el número de elementos que transfieren energía. En este caso, el ecualizador de un solo capacitor tomará más tiempo ya que solo usa un componente para realizar todas las transferencias necesarias. Al mismo tiempo, el más rápido será el condensador conmutado de dos niveles. El ecualizador propuesto debería ser más lento que el clásico capacitor conmutado ya que tiene el mismo número de elementos. Sin embargo, en el controlador propuesto se desconectan los condensadores en ocasiones. Por lo tanto, debería llevar más tiempo lograr la compensación. Por otro lado, la complejidad del controlador es la misma tanto para el condensador conmutado como para el condensador conmutado de dos niveles. Estas topologías solo requieren una señal cuadrada en los interruptores. En el caso del esquema de un solo inductor, necesita un controlador de alto nivel para decidir qué celda o cadena de celdas será la fuente y cuál será el destino. Finalmente, el esquema propuesto requiere un controlador de alto nivel para determinar si es necesario desconectar un capacitor para evitar la sobreecualización.

Las pérdidas de potencia son otro parámetro crítico para comparar el ecualizador propuesto. La Ecuación (31) muestra las pérdidas de conducción en el esquema de capacitor conmutado. Donde i_C es la corriente en el capacitor, D es el ciclo de trabajo de la señal de onda cuadrada, $R_{on.B_x}$ es la resistencia en serie de la celda x , $R_{on.S_x}$ es la resistencia en serie del MOSFET x , R_C es la resistencia en serie del capacitor. Si se asume que la resistencia de las celdas y los MOSFETs tienen el mismo valor, y el ciclo de trabajo es 50 %, entonces se obtiene la Ecuación (32).

$$P_{Cond} = i_C^2 (D(R_{on.B_1} + R_{on.S_1} + R_{on.S_3} + R_C) + (1 - D)(R_{on.B_2} + R_{on.S_2} + R_{on.S_4} + R_C)) \quad (31)$$

$$P_{LCond} = i_L^2 (R_{on.B} + 2R_{on.S} + R_C) \quad (32)$$

Por otro lado, la Ecuación (33) muestra las pérdidas de conducción en una transferencia para el ecualizador propuesto. Donde $R_{on.SB}$ representa la resistencia de encendido de un interruptor SB . Si consideramos los valores de la Tabla 12, la resistencia típica en la arquitectura de capacitores conmutados es $164 m\Omega$. En comparación, el ecualizador propuesto tiene una resistencia de $224 m\Omega$. Por lo tanto, para una transferencia, el ecualizador clásico tiene una pérdida de potencia que representa 73,2 % de la propuesta.

$$P_{L.Cond} = i_L^2 (R_{on_B} + 2R_{on_S} + R_{on_SB} + R_C) \quad (33)$$

4.3.4. Resultados de simulación

En esta sección se presentan las simulaciones que validan la topología propuesta. Estas simulaciones se realizaron con el software PSIM al igual que en secciones anteriores. Finalmente, la Tabla 14 muestra los valores utilizados en los elementos de la simulación.

Tabla 14: Valor de los componentes utilizados en la simulación para la validación del ecualizador modificado de capacitores conmutados.

Componente	Valor
Celda de batería	$Q = 2500 \text{ mAh}, I_{max} = 4 \text{ A}$
Tensión inicial	$V_1 = 4.01 \text{ V}, V_2 = 4.1 \text{ V}$ $V_3 = 4.08 \text{ V}, V_4 = 4.06 \text{ V}$
Capacitor	$47 \mu\text{F}$
Frecuencia de conmutación	9500 Hz

La Figura 77 muestra el proceso de ecualización para un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el ecualizador propuesto. Se puede observar como el voltaje en todas las celdas del banco tiende a un punto común, logrando la ecualización de la batería. Además, se puede apreciar el comportamiento esperado en el voltaje de los capacitores. Este voltaje oscila entre el voltaje de las celdas adyacentes que se igualan. Sin embargo, se puede ver como V_{C_3} llega a un punto en el que ya no oscila. Este comportamiento se debe a que el capacitor se desconectó del circuito para evitar una sobrecualización. Se puede ver un comportamiento similar en V_{C_2} , solo que este capacitor comienza desconectado y luego se conecta al circuito.

Además, la Figura 78 muestra un zoom a las variables de interés en el convertidor propuesto. Se puede apreciar el comportamiento esperado: el voltaje del capacitor oscila entre el voltaje de las celdas. Además, la corriente tiene un pico de corriente máxima y luego tiende a cero como una exponencial decreciente. Es importante señalar que el cambio de estado de los interruptores con corriente cero no provoca pérdidas por conmutación.

La Figura 79 muestra una simulación del proceso de ecualización con las mismas condiciones usando el ecualizador clásico de capacitor conmutado. Al comparar con la figura anterior, se puede apreciar la diferencia en el comportamiento del voltaje de los capacitores. En este caso, siempre están conectados y oscilando entre el voltaje de las celdas. Este comportamiento conduce a una sobrecualización y es precisamente lo que evita el ecualizador propuesto.

Considerando una frecuencia de conmutación de 9.5 kHz , una señal cuadrada tiene 152 millones de cambios en 8000 segundos. Además, hay que tener en cuenta que cada cambio es una

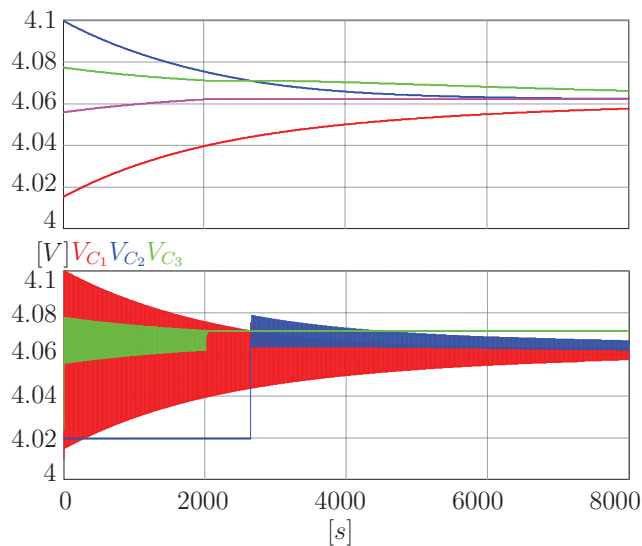


Figura 77: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el ecualizador propuesto.

transferencia de energía. Por lo tanto, si tiene tres capacitores, se realizaron 456 millones de transferencias. Por otro lado, se colocó un contador en cada interruptor para saber cuántas transferencias se realizaron en el ecualizador propuesto, dando como resultado 298720000 transferencias. Por lo tanto, se logra la ecualización, requiriendo aproximadamente 65.5 % de las transferencias necesarias en el ecualizador clásico.

Además, es necesario recordar que en el ecualizador clásico, la potencia perdida en una transferencia representa el 73.2 % de la potencia perdida en una transferencia del ecualizador propuesto. Esto se debe a la introducción de una resistencia más al camino de la corriente debida al interruptor asociado a cada capacitor. Por tanto, la potencia perdida en el proceso de ecualización en el ecualizador propuesto es 89.47 % de la energía perdida en el ecualizador clásico. Finalmente, cuando el proceso terminó en 8000 segundos, la diferencia entre la celda de mayor voltaje y la de menor voltaje fue de 10 mV para el esquema de capacitor conmutado y 9 mV para el ecualizador propuesto. Por lo tanto, evitar la ecualización excesiva también afectó el tiempo de ecualización. Este comportamiento tiene sentido ya que si solo se realizan las transferencias necesarias, el tiempo de ecualización debería ser menor.

4.3.5. Conclusiones

Esta subsección presentó el proceso de análisis y diseño del ecualizador modificado de capacitores conmutados propuesto. Además, se analizó el módulo básico del esquema de capacitores conmutados. Se mostró el diseño del controlador. Se dividió en dos subsistemas, un controlador de bajo nivel que consiste en una señal de onda cuadrada y un controlador de alto nivel que gobierna la

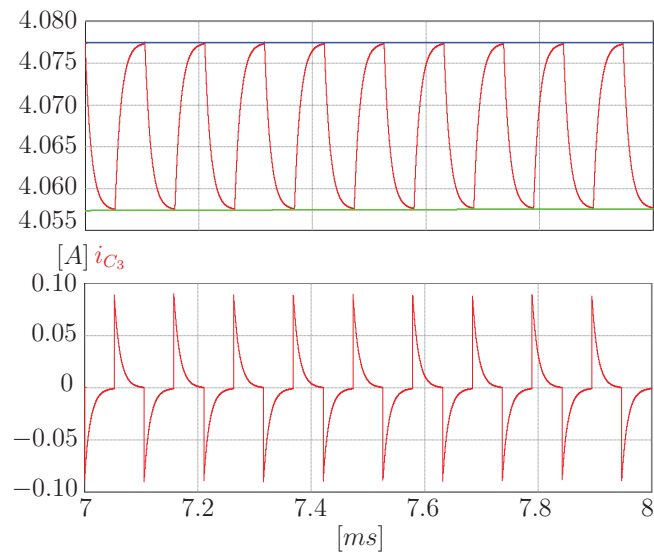


Figura 78: Acercamiento de la corriente y la tensión en el capacitor C_3 .

conexión/desconexión de los capacitores del circuito. Se presentaron simulaciones para validar los supuestos teóricos. Estas simulaciones confirmaron el comportamiento esperado en las variables del circuito.

5. Conclusiones

En este trabajo se presentaron tres topologías de ecualizadores de baterías para su aplicación en EVs. Estos circuitos toman como motivación un parámetro que pueda mejorarse y se desarrollan. El parámetro a mejorar se identificó realizando un estudio de los BECs presentes en la literatura.

Uno de los ecualizadores propuestos es el RC. Este circuito combina el esquema basado en resistencias y el de capacitor conmutado. De esta manera se obtiene una arquitectura muy versátil, la cual puede funcionar como cada uno de los esquemas base o como la combinación de ambos. Además, al tener la posibilidad de incluir una resistencia en el camino de la corriente, se puede limitar la corriente demandada a las celdas. Por tanto, supera una de las limitantes del esquema de capacitor conmutado clásico y encuentra aplicación en bancos de batería con alta dispersión de tensión entre sus celdas.

Además, otro ecualizador propuesto fue el ecualizador basado en un solo inductor. Con esta topología se logró un circuito con un bajo conteo de elementos, ya que solo utiliza un inductor, dos MOSFET y un arreglo de interruptores para la conexión del módulo a la batería. Este esquema permite transferencias de energía entre celdas adyacentes y entre cadenas de celdas adyacentes. Este circuito logra la ecualización utilizando un solo inductor, lo cual es deseable porque este elemento es costoso, voluminoso y pesado.

Finalmente, se presentó un ecualizador modificando la arquitectura de capacitores conmutados.

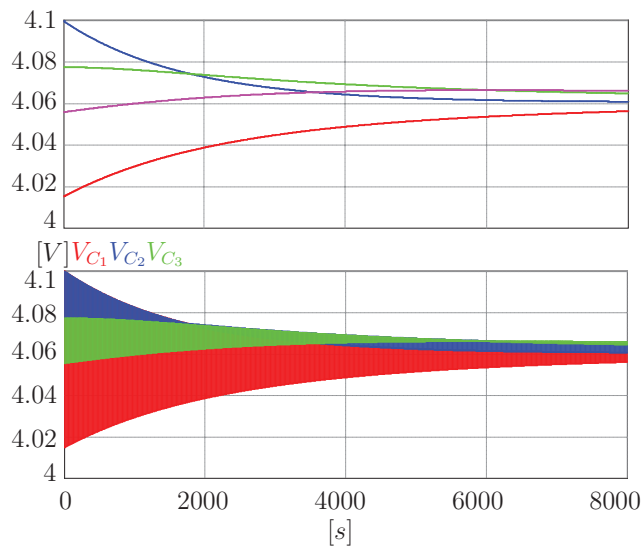


Figura 79: Ecuación de un banco de baterías de cuatro celdas utilizando el ecualizador de capacitores conmutados.

En este nuevo esquema, se introduce un interruptor para cada capacitor. De esta manera, se puede desconectar cada capacitor del resto del circuito y evitar la sobreecualización. De esta manera mejora la eficiencia de la topología clásica. Además, al evitar transferencias redundantes, se disminuye el tiempo de ecualización.

Los resultados de simulación obtenidos para las tres variantes, coinciden con las formas de onda esperadas. Por tanto, se validó la operación y rendimiento de los esquemas propuestos. Estas arquitecturas se propusieron mejorando un parámetro de alguna topología clásica como la eficiencia, cantidad de componentes o limitar la corriente demandada a la celda. Estas topologías demostraron ser circuitos versátiles y que pueden ser utilizados en la ecualización de celdas para EVs.

6. Abreviaturas y Acrónimos

- **EV.** Vehículo eléctrico
- **BECs.** Circuitos ecualizadores de baterías
- **SoC.** Estado de carga
- **MOSFET.** Tansistor de efecto de campo de óxido de metal
- **BMS.** Sistema de administración de batería

Referencias

- [1] Thomas R Anderson, Ed Hawkins, and Philip D Jones. Co₂, the greenhouse effect and global warming: from the pioneering work of arrhenius and callendar to today's earth system models. *Endeavour*, 40(3):178–187, 2016.
- [2] Saeed Solaymani. Co₂ emissions patterns in 7 top carbon emitter economies: The case of transport sector. *Energy*, 168:989–1001, 2019.
- [3] Carl Sulzberger. An early road warrior: electric vehicles in the early years of the automobile. *IEEE Power and Energy Mag.*, 2(3):66–71, 2004.
- [4] Carl Sulzberger. Early road warrior, part 2-competing electric and gasoline vehicles. *IEEE Power and Energy Magazine*, 2(5):83–88, 2004.
- [5] Alfredo Alvarez-Diazcomas, Héctor López, Roberto V Carrillo-Serrano, Juvenal Rodríguez-Reséndiz, Nimrod Vázquez, and Gilberto Herrera-Ruiz. A novel integrated topology to interface electric vehicles and renewable energies with the grid. *Energies*, 12(21):4091, 2019.
- [6] Alan Jenn, Katalin Springel, and Anand R Gopal. Effectiveness of electric vehicle incentives in the united states. *Energy policy*, 119:349–356, 2018.
- [7] Xiang Zhang, Xue Bai, and Jennifer Shang. Is subsidized electric vehicles adoption sustainable: Consumers' perceptions and motivation toward incentive policies, environmental benefits, and risks. *Journal of Cleaner Production*, 192:71–79, 2018.
- [8] Sheldon S Williamson, Akshay K Rathore, and Fariborz Musavi. Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, 62(5):3021–3032, 2015.
- [9] Alireza Khaligh and Michael D'Antonio. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. *IEEE Trans. on Veh. Technology*, 68(4):3306–3324, 2019.
- [10] Wei Li, Siqi Chen, Xiongbin Peng, Mi Xiao, Liang Gao, Akhil Garg, and Nengsheng Bao. A comprehensive approach for the clustering of similar-performance cells for the design of a lithium-ion battery module for electric vehicles. *Engineering*, 5(4):795–802, 2019.
- [11] Liu Yun, Jayne Sandoval, Jian Zhang, Liang Gao, Akhil Garg, and Chin-Tsan Wang. Lithium-ion battery packs formation with improved electrochemical performance for electric vehicles: experimental and clustering analysis. *Journal of Electrochemical Energy Conversion and Storage*, 16(2), 2019.

- [12] K Ramakrishna Reddy, S Meikandasivam, and D Vijayakumar. A novel strategy for maximization of plug-in electric vehicle's storage utilization for grid support with consideration of customer flexibility. *Electric Power Systems Research*, 170:158–175, 2019.
- [13] Ling Rui, Wang Lizhi, Huang Xueli, Dan Qiang, and Zhang Jie. A review of equalization topologies for lithium-ion battery packs. In *2015 34th Chinese Control Conference (CCC)*, pages 7922–7927. IEEE, 2015.
- [14] Apoorva Kelkar, Yashwanth Dasari, and Sheldon S Williamson. A comprehensive review of power electronics enabled active battery cell balancing for smart energy management. In *2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020)*, pages 1–6. IEEE, 2020.
- [15] Zhongkai Zhou, Yunlong Shang, Bin Duan, and Chenghui Zhang. An any-cell (s)-to-any-cell (s) equalizer based on bidirectional inductor converters for series connected battery string. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 2511–2515. IEEE, 2016.
- [16] Muhammad Umair Ali, Amad Zafar, Sarvar Hussain Nengroo, Sadam Hussain, Muhammad Junaid Alvi, and Hee-Je Kim. Towards a smarter battery management system for electric vehicle applications: A critical review of lithium-ion battery state of charge estimation. *Energies*, 12(3):446, 2019.
- [17] Rui Xiong, Jiayi Cao, Quanqing Yu, Hongwen He, and Fengchun Sun. Critical review on the battery state of charge estimation methods for electric vehicles. *IEEE Access*, 6:1832–1843, 2017.
- [18] Siang Fui Tie and Chee Wei Tan. A review of energy sources and energy management system in electric vehicles. *Renewable and sustainable energy reviews*, 20:82–102, 2013.
- [19] Xinbo Liu and Yaohan Zou. The proportional current control strategy for equalization circuits of series battery packs. In *2018 21st Int. Conference on Elect. Machines and Systems (ICEMS)*, pages 846–849. IEEE, 2018.
- [20] Fei Feng, Xiaosong Hu, Jianfei Liu, Xianke Lin, and Bo Liu. A review of equalization strategies for series battery packs: variables, objectives, and algorithms. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 116:109464, 2019.
- [21] Dickson NT How, MA Hannan, MS Hossain Lipu, and Pin Jern Ker. State of charge estimation for lithium-ion batteries using model-based and data-driven methods: A review. *IEEE Access*, 7:136116–136136, 2019.

- [22] Weiping Diao, Nan Xue, Vikram Bhattacharjee, Jiuchun Jiang, Orkun Karabasoglu, and Michael Pecht. Active battery cell equalization based on residual available energy maximization. *Appl. Energy*, 210:690–698, 2018.
- [23] Daowd Mohamed, Omar Noshin, VDB Peter, and VM Joeri. A review of passive and active battery balancing based on matlab/simulink. *Int. Rev. Electr. Eng*, 2011.
- [24] MM Hoque, MA Hannan, Azah Mohamed, and Afida Ayob. Battery charge equalization controller in electric vehicle applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 75:1363–1385, 2017.
- [25] Jonathan Carter, Zhong Fan, and Jun Cao. Cell equalisation circuits: A review. *J. of Power Sources*, 448:227489, 2020.
- [26] Kristian Ismail, Asep Nugroho, Sunarto Kaleg, et al. Passive balancing battery management system using mosfet internal resistance as balancing resistor. In *2017 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA)*, pages 151–155. IEEE, 2017.
- [27] Markos Koseoglou, Evangelos Tsioumas, Nikolaos Jabbour, and Christos Mademlis. Highly effective cell equalization in a lithium-ion battery management system. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 35(2):2088–2099, 2019.
- [28] Antonio Manenti, Andrea Abba, Alessandro Merati, Sergio M Savaresi, and Angelo Geraci. A new bms architecture based on cell redundancy. *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, 58(9):4314–4322, 2010.
- [29] S Raghu Raman, XD Xue, and KW E Cheng. Review of charge equalization schemes for lithium battery and super-capacitor energy storage systems. In *2014 Int. Conference on Advances in Electronics Comput. and Commun.*, pages 1–6. IEEE, 2014.
- [30] Mohamed Daowd, Noshin Omar, Peter Van Den Bossche, and Joeri Van Mierlo. Capacitor based battery balancing system. *World Electric Vehicle J.*, 5(2):385–393, 2012.
- [31] Alfredo Alvarez-Diazcomas, Adyr A. Estévez-Bén, Juvenal Rodríguez-Reséndiz, Miguel A. Martínez-Prado, and Jorge D. Mendiola-Santibañez. A novel rc-based architecture for cell equalization in electric vehicles. *Energies*, 13:2349, 2020.
- [32] Masatoshi Uno and Koji Tanaka. Single-switch multioutput charger using voltage multiplier for series-connected lithium-ion battery/supercapacitor equalization. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 60(8):3227–3239, 2012.

- [33] Mohamed Daowd, Mailier Antoine, Noshin Omar, Peter Van den Bossche, and Joeri Van Mierlo. Single switched capacitor battery balancing system enhancements. *Energies*, 6(4):2149–2174, 2013.
- [34] Shahin Goodarzi, Reza Beiranvand, Seyed Mohammad Mousavi, and Mustafa Mohamadian. A new algorithm for increasing balancing speed of switched-capacitor lithium-ion battery cell equalizers. In *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pages 292–297. IEEE, 2015.
- [35] Moon-Young Kim, Chol-Ho Kim, Jun-Ho Kim, and Gun-Woo Moon. A chain structure of switched capacitor for improved cell balancing speed of lithium-ion batteries. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 61(8):3989–3999, 2013.
- [36] Andrew C Baughman and Mehdi Ferdowsi. Double-tiered switched-capacitor battery charge equalization technique. *IEEE Trans. on Industrial Electron.*, 55(6):2277–2285, 2008.
- [37] Haifeng Dai, Xuezhe Wei, Zechang Sun, and Daizhuang Wang. A novel dual-inductor based charge equalizer for traction battery cells of electric vehicles. *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, 67:627–638, 2015.
- [38] CS Moo, YC Hsieh, IS Tsai, and JC Cheng. Dynamic charge equalisation for series-connected batteries. *IEEE Electric Power Applicat.*, 150(5):501–505, 2003.
- [39] Sriram Yarlagadda, Tom T Hartley, and Iqbal Husain. A battery management system using an active charge equalization technique based on a dc/dc converter topology. *IEEE Trans. on Industry Applications*, 49(6):2720–2729, 2013.
- [40] Xiupeng Yan, Jianjun Nie, Zongzheng Ma, and Haishu Ma. Development status of balanced technology of battery management system of electric vehicle. In *Int. Workshop of Advanced Manufacturing and Automation*, pages 504–510. Springer, 2019.
- [41] Ali Farzan Moghaddam and Alex Van den Bossche. A battery equalization technique based on cuk converter balancing for lithium ion batteries. In *Int. Conference on Modern Circuits and Systems Technologies*, pages 1–4. IEEE, 2019.
- [42] Ye Yuanmao, KWE Cheng, and YPB Yeung. Zero-current switching switched-capacitor zero-voltage-gap automatic equalization system for series battery string. *IEEE transactions on power electronics*, 27(7):3234–3242, 2011.
- [43] Alon Cervera, Michael Evzelman, Mor Mordechai Peretz, and Shmuel Ben-Yaakov. A high-efficiency resonant switched capacitor converter with continuous conversion ratio. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(3):1373–1382, 2014.

- [44] William Hart Hayt, Jack Ellsworth Kemmerly, and Steven M Durbin. *Engineering circuit analysis*. McGraw-Hill New York, 1986.
- [45] Yao C Hsieh, Chin S Moo, IS Tsai, and Jung C Cheng. Dynamic charge equalization for series-connected batteries. In *2002 IEEE Int. Conference on Ind. Technology, 2002. IEEE ICIT'02.*, volume 1, pages 444–449. IEEE, 2002.
- [46] Chin S Moo, Yao Ching Hsieh, and IS Tsai. Charge equalization for series-connected batteries. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 39(2):704–710, 2003.
- [47] Faxiang Peng, Haoyu Wang, and Liang Yu. Analysis and design considerations of efficiency enhanced hierarchical battery equalizer based on bipolar ccm buck-boost units. *IEEE Trans. on Industry Applicat.*, 2019.
- [48] AA Khodadoost Arani, GB Gharehpetian, and M Abedi. Review on energy storage systems control methods in microgrids. *International J. of Electrical Power & Energy Systems*, 107:745–757, 2019.
- [49] Thanh Hai Phung, Jean-Christophe Crebier, Alexandre Chureau, Alexandre Collet, and Van Nguyen. Optimized structure for next-to-next balancing of series-connected lithium-ion cells. In *Applied Power Electron. Conference and Exposition*, pages 1374–1381. IEEE, 2011.
- [50] Sang-Hyun Park, Tae-Sung Kim, Jin-Sik Park, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Yoon. A new battery equalizer based on buck-boost topology. In *2007 7th International Conference on Power Electronics*, pages 962–965. IEEE, 2007.
- [51] Yunlong Shang, Qi Zhang, Naxin Cui, and Chenghui Zhang. A cell-to-cell equalizer based on three-resonant-state switched-capacitor converters for series-connected battery strings. *Energies*, 10(2):206, 2017.
- [52] Victoria Pérez-Belis, MD Bovea, and V Ibáñez-Forés. An in-depth literature review of the waste electrical and electronic equipment context: Trends and evolution. *Waste Management & Research*, 33(1):3–29, 2015.
- [53] Cornelis P Baldé, Vanessa Forti, Vanessa Gray, Ruediger Kuehr, and Paul Stegmann. *The global e-waste monitor 2017: Quantities, flows and resources*. United Nations University, International Telecommunication Union, and . . . , 2017.
- [54] Abhishek Kumar Awasthi, Xianlai Zeng, and Jinhui Li. Environmental pollution of electronic waste recycling in india: a critical review. *Environmental pollution*, 211:259–270, 2016.
- [55] Jinhui Li, Xianlai Zeng, Mengjun Chen, Oladele A Ogunseitan, and Ab Stevels. “control-alt-delete”: rebooting solutions for the e-waste problem. *Environmental science & technology*, 49(12):7095–7108, 2015.

- [56] Martin Novak, Jan Chysky, and Lukas Novak. Data from long time testing of 18650 lithium polymer batteries. *Data in brief*, 29, 2020.
- [57] Atikah Balqis Basri, Nur Atif Zaidi, Nor Bazilah Bopi, Ezzidin Hassan Aboadla, Sheroz Khan, and Mohammad Hadi Habaebi. Effects of switching frequency to series loaded series resonant circuit. *ARPJ. Eng. Appl. Sci*, 11(1):382–386, 2016.
- [58] Alfonso Santolaria. Effects of switching frequency modulation on the power converter’s output voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2729–2737, 2009.
- [59] Simon Ang, Alejandro Oliva, Gary Griffiths, and Richard Harrison. *Power-switching converters*. CRC press, 2010.
- [60] Moon-Young Kim, Jong-Woo Kim, Chol-Ho Kim, Shin-Young Cho, and Gun-Woo Moon. Automatic charge equalization circuit based on regulated voltage source for series connected lithium-ion batteries. In *8th Int. Conference on Power Electronics-ECCE Asia*, pages 2248–2255. IEEE, 2011.
- [61] Long Zhou, Xin Lai, Bin Li, Yi Yao, Ming Yuan, Jiahui Weng, and Yuejiu Zheng. State estimation models of lithium-ion batteries for battery management system: Status, challenges, and future trends. *Batteries*, 9(2):131, 2023.