

UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

ESTIMACIÓN DEL ESTADO DE CARGA PARA UN BANCO DE BATERÍAS BASADA EN MODELACIÓN DIFUSA Y FILTRO EXTENDIDO DE KALMAN

TESIS PARA OPTAR AL GRADO DE MAGISTER EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
MENCION ELÉCTRICA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA

CLAUDIO DANILO BURGOS MELLADO

PROFESOR GUÍA:
DORIS SÁEZ HUEICHAPAN
PROFESOR CO-GUÍA:
MARCOS ORCHARD CONCHA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
ROBERTO CÁRDENAS DOBSON
SAMIR KOURO RENAER

SANTIAGO, CHILE
2013

RESUMEN DE LA TESIS PARA OPTAR AL
TÍTULO DE: Ingeniero Civil Electricista y grado de
Magister en Ciencias de la Ingeniería mención
Eléctrica
POR: Claudio Danilo Burgos Mellado
FECHA: 03/09/2013
PROF GUÍA: Doris Sáez Hueichapan

RESUMEN

Esta tesis se centra en el estudio del estado de carga (SoC: *state of charge*) para acumuladores de energía del tipo plomo ácido. Este parámetro es de suma importancia en aplicaciones donde el acumulador está sometido permanentemente a situaciones de carga y/o descarga, como las que se presentan en vehículos eléctricos o micro-redes, por ejemplo. El SoC se define como la energía expresada como un porcentaje de la capacidad nominal, que aún está disponible para ser utilizada. Este indicador depende de muchas otras magnitudes, tales como: temperatura, tasas de corriente de carga/descarga, tiempo de uso, histéresis, y auto descarga. Este parámetro no es medible, por lo cual es necesario estimarlo en base a mediciones de otras señales disponibles en los acumuladores, tales como tensión, corriente y temperatura.

Para desarrollar un estimador del SoC hay que tener en cuenta dos aspectos; el primero de ellos es contar con un buen modelo que represente el comportamiento del acumulador de manera adecuada, mientras que el segundo, dice relación con el algoritmo utilizado para realizar la estimación. Ambos aspectos suponen contar con información del acumulador para poder identificar el modelo y diseñar el estimador. Por lo tanto, se establecieron los objetivos de la tesis, los cuales corresponden en primer término a la construcción de un prototipo con el cual se pueda someter el banco de acumuladores a diversos perfiles de carga/descarga. Luego en base a la información generada mediante este sistema experimental, derivar un modelo de baterías que sea sencillo de implementar y requiera poca cantidad de información. Dicho modelo corresponde a un modelo difuso.

Con el modelo de baterías ya definido, se utiliza el algoritmo del filtro extendido de Kalman para desarrollar un estimador del SoC basado en el modelo propuesto. Es importante destacar que tanto el modelo como el estimador son evaluados y comparados con modelos de baterías convencionales y con estimadores basados en ellos. (Implementados con el algoritmo de Kalman).

Los aportes del trabajo de tesis, son en primer lugar, la construcción del sistema experimental, el cual servirá para otras investigaciones relacionadas a acumuladores de energía. En segundo término, se tiene que la metodología basada en lógica difusa (para el desarrollo del modelo), es novedosa, pues hasta el momento sólo ha sido implementada con datos basados en mediciones en el dominio de la frecuencia o en conjunto con redes neuronales. Lo que supone en el primer caso que el modelo no pueda ser llevado a la práctica debido al costoso equipamiento necesario para obtener datos en el dominio de la frecuencia, y en la necesidad de contar con gran cantidad de información para el segundo caso. Finalmente es importante mencionar que las baterías consideradas para esta tesis, están presentes en la micro-red Huatacondo perteneciente al Centro de Energía de la Universidad de Chile.

“Cambiar el mundo es bueno para aquellos que quieren su nombre en los libros. Pero ser feliz, eso es para aquellos que escriben sus nombres en las vidas de los demás y retienen los corazones de otros como el tesoro máspreciado”

DEDICATORIA

Este trabajo de tesis está dedicado a las siguientes personas.

Mi abuela Checha y mi abuelo Rodolfo, gracias a ambos por todo el cariño, valores y enseñanzas que me brindaron, gracias por ser mis padres. Se me viene a la mente el primero día de colegio, en el curso de kínder, ese día ambos me fueron a dejar a la sala de clases, con los ojos inundados de lágrimas los vi alejarse. Aquel día fue el primero de mi carrera estudiantil ahora en al final de ella, las cosas han cambiado, ya no estamos los tres, te fuiste antes abuelo. Pero tengo la certeza que el día de mi titulación, estarás presente junto a nosotros para cerrar aquella linda etapa que comenzamos muchos años atrás. Gracias abuela por todos los sacrificios y esfuerzos que has hecho por mí.

Mi polola Gabriela, quién ha sido un apoyo fundamental en mi vida, gracias por apoyarme en los momentos amargos y compartir conmigo los momentos de felicidad. Gracias por quererme como soy, por tu amor incondicional, por tus palabras de aliento en los momentos difíciles, por ser mi cable a tierra y por hacerme inmensamente feliz.

Mi tía Marlene, quién ha sido un apoyo fundamental durante mi vida, gracias por quererme como un hijo y por su apoyo incondicional.

Marcelo, Yannely y Zoe, mis hermanos de vida. Gracias por todos esos buenos momentos de risa y payasadas que hicimos, gracias por recordarme que aunque uno crece sigue siendo niño. Confío en que les ira bien en su vida y tengan presente que siempre estaré con ustedes.

AGRADECIMIENTOS

A mí papá por ayudarme en mi periodo universitario y a la tía Ely, gracias por tratarme como un hijo más y por su preocupación constante. Les estaré agradecido por siempre.

A la profesora Doris Sáez, gracias por su apoyo constante y por jugársela al 100% por mí trabajo de tesis. Gracias por convencerme de hacer el magister, fue la mejor elección que pude haber tomado, gracias por siempre estar presente y por orientarme y aconsejarme cuando las cosas no resultaban. Su calidad humana y su compromiso son cosas que nunca olvidaré.

Al profesor Roberto Cárdenas, gracias por el apoyo constante en el diseño y construcción del sistema experimental. Gracias por siempre estar disponible y tener la paciencia de escucharme y ayudarme cuando tuve problemas. Su dedicación y ayuda fueron fundamentales para el buen término de mi trabajo de tesis.

Al profesor Marcos Orchard, gracias por su apoyo y por su buena disposición, gracias por siempre darse el tiempo de escucharme y darme su opinión frente a dudas y preguntas que iban apareciendo en el camino. Sus valiosos comentarios y sugerencias fueron fundamentales para concluir con éxito este trabajo de tesis.

Al profesor Ernesto Bianchi, gracias por compartir su inmensa experiencia de vida conmigo, gracias por el apoyo durante mi estadía en el DIE. De las muchas frases que me comentó, hay una que siempre me quedo dando vuelta y trato de aplicar siempre en las cosas que hago: "Hay que perder tiempo para ganar tiempo". Gracias por sus consejos y enseñanzas.

A mis compañeros del laboratorio de electrónica de potencia (Enrique Espina, Matías Díaz, Ignacio Polanco), gracias por toda su ayuda y su buena disposición frente a todas las preguntas y problemas que surgieron durante el diseño y la puesta en marcha del sistema experimental. Y gracias por siempre responder los mails que les enviaba desde Canadá.

A Jaime Gallegos por ayudarme a construir el tablero de protecciones y a Bernardo Severino por sus comentarios y sugerencias.

Agradezco el apoyo de la empresa Socovesa, por apoyarme económicamente durante todo mi periodo universitario. Gracias por creer en el talento regional, y por su compromiso con los estudiantes de la novena región. Espero que su ejemplo sea seguido por muchas otras empresas del país. Les estaré siempre agradecido por su apoyo.

Agradezco el apoyo para el desarrollo de la tesis de magíster a: CONICYT (becario de magíster), proyecto FONDECYT no. 1110047, Instituto Sistemas Complejos de Ingeniería ICM: P-05-004-F y Solar Energy Research Center (SERC) CONICYT: FBO16, CONICYT/FONDAP/15110019.

Tabla de contenido

Capítulo 1. Introducción y objetivos.....	ix
Capítulo 2. Principio de funcionamiento de acumuladores de energía y sus diferentes tecnologías	11
2.1 Descripción de acumulador reversible.....	11
2.2 Principio químico de funcionamiento	12
2.3 Tecnologías de acumuladores	14
2.3.1 Acumulador níquel cadmio (NiCd)	15
2.3.2 Acumulador níquel metal hidruro (NIMH).....	16
2.3.3 Batería alcalina recargable	16
2.3.4 Acumulador de litio	17
2.3.5 Acumulador plomo ácido	19
2.3.6 Acumulador de ion litio	20
2.3.7 Acumulador ion litio polímero (LiPo)	22
2.4 Ventajas y desventajas de acumuladores plomo ácido y familia ion litio	25
2.5 Discusión	28
Capítulo 3. Modelamiento de acumuladores de energía	29
3.1 Conceptos asociados a acumuladores de energía	29
3.2 Enfoques para la modelación de baterías	42
3.2.1 Modelos electroquímicos	42
3.2.2 Modelo circuital en continua	43
3.2.3 Modelo circuital en alterna	44
3.2.4 Modelos tipo caja negra.....	45
3.2.5 Modelos estocásticos	45
3.2.6 Modelos heurísticos.....	46
3.3 Modelos fenomenológicos para acumuladores de energía.....	46
3.3.1 Modelo de Thevenin capa simple	46
3.3.2 Modelo Thevenin doble capa.....	48
3.3.3 Modelo Thevenin <i>Runtime</i>	49

3.3.4	Modelo Shepherd	49
3.3.5	Modelo de Copetti y Chenlo.....	50
3.3.6	Modelo Plett	53
3.3.7	Modelo circuital 1	53
3.3.8	Modelo circuital 2.....	54
3.4	Discusión	54
Capítulo 4. Métodos para la determinación del SoC en acumuladores de energía.....		55
4.1	Método de medición de la densidad del electrolito	55
4.2	Método de voltaje de circuito abierto	56
4.3	Método de la integral de la corriente	57
4.4	Método de la impedancia espectroscópica.....	59
4.5	Método de resistencia interna	60
4.6	Filtro de Kalman (KF) para estimación de SoC.....	62
4.7	Filtro de Partículas (PF) para estimación de SoC.....	65
4.8	Redes neuronales (NN) para estimación de SoC	66
4.9	Modelación difusa para estimación de SoC.....	68
4.9.1	Trabajos que utilizan modelación difusa para la determinación del estado de carga	68
4.9.2	Modelo difuso propuesto	78
4.10	Discusión	79
Capítulo 5. Sistema experimental de carga/descarga para acumuladores de energía .		80
5.1	Descripción del sistema experimental	81
5.2	Esquemático general del sistema experimental.....	90
5.3	Diseño y construcción conversor DC/DC y sistema de control	92
5.4	Puesta en marcha del prototipo.....	99
5.5	Lazos de control de corriente y tensión	105
5.6	Pruebas finales del sistema experimental	109
5.7	Discusión	115
Capítulo 6. Pruebas experimentales, identificación de parámetros y comparación de estimadores de SoC.....		116
6.1	Pruebas experimentales.....	116
6.1.1	Conjuntos de entrenamiento.....	116

6.1.2	Conjuntos de validación	119
6.2	Curva SoC v/s Voc	121
6.3	Identificación de parámetros en modelos estudiados	122
6.3.1	Modelo de Thevenin de capa simple	123
6.3.2	Modelo de Plett.....	124
6.3.3	Modelo de Copetti y Chenlo.....	124
6.3.4	Modelo difuso	125
6.4	Evaluación de modelos en conjuntos de validación.....	129
6.5	Estimador de SoC basado en filtro extendido de Kalman	134
6.5.1	Implementación de estimador de SoC en base al modelo de Copetti y Chenlo	136
6.5.2	Implementación de estimador de SoC en base al modelo difuso	136
6.6	Evaluación de estimadores	137
6.6.1	Medidas de desempeño	137
6.6.2	Sintonización de parámetros de EKF	138
6.6.3	Consideraciones en la aplicación de EKF	139
6.6.4	Resultados de los estimadores	140
6.6.5	Comparación de los estimadores.....	148
6.7	Discusión	155
Capítulo 7. Conclusiones		156
Capítulo 8. Trabajo futuro.....		157
Bibliografía		159
Anexos.....		176

Capítulo 1. Introducción y objetivos

El trabajo de tesis se basa en la estimación del estado de carga de un banco de baterías de plomo ácido modelo Trojan T-105. Para realizar la estimación, se formulará un nuevo modelo difuso, al cual se aplicará el algoritmo del filtro extendido de Kalman para estimar el estado interno del sistema, el que corresponde al estado de carga o comúnmente denominado SoC (*state of charge*). El estimador basado en este modelo será comparado con otro estimador basado en el modelo de Copetti, el cual, es un modelo fenomenológico para baterías de plomo ácido. Además de estos modelos, se analizarán también los siguientes: Thevenin capa simple y modelo de Plett.

Para obtener información del banco de baterías para desarrollar, entrenar y validar tanto los modelos como los estimadores mencionados en el párrafo anterior, se construirá un sistema experimental de carga/descarga, con el cual, se podrá registrar información del banco de acumuladores referente a corriente, tensión y temperatura. Dicha información será agrupada en pruebas de entrenamiento y pruebas de validación.

El capítulo 2 comienza definiendo lo que es un acumulador reversible de energía o comúnmente llamado batería, luego de esto, se dan a conocer los principios químicos de funcionamiento de estos elementos, para luego dar paso a una revisión de las principales tecnologías de acumuladores actualmente utilizadas en el mundo, para terminar con un cuadro comparativo entre las baterías del tipo plomo ácido y la familia del litio y entre las del tipo ion litio e ion litio polímero.

En el capítulo 3 se presentarán las principales magnitudes asociadas a los acumuladores de energía, estableciendo una clasificación de todas estas magnitudes dentro de los tres grupos siguientes: Magnitudes directamente medibles, magnitudes que se obtienen mediante pruebas experimentales y magnitudes no medibles. Es importante mencionar que esta clasificación es propuesta por el autor de esta investigación. Una vez establecidas las principales características asociadas a las baterías, se darán a conocer los principales enfoques utilizados para realizar la modelación de este elemento electroquímico.

El capítulo 4 aborda el tema de la estimación del estado de carga en acumuladores de energía, incluyendo las diversas técnicas utilizadas en la actualidad para determinar este indicador, para cada una de ellas, se dan a conocer sus ventajas y desventajas así como también algunos trabajos reportados al respecto. Es este capítulo, también se brinda una revisión detallada del estado del arte de la estimación del SoC basada en modelación difusa, esto debido a que se propone un nuevo modelo difuso para el banco de baterías.

En el capítulo 5 se describe el diseño, construcción y puesta en marcha del sistema experimental con el que se obtendrán los conjuntos de entrenamiento y validación utilizados en esta investigación.

En el capítulo 6 se muestran los conjuntos de entrenamiento y validación, se entrenan los modelos de baterías analizados y se cuantifica su desempeño en el conjunto de validación. Una vez hecho esto, se diseña tanto el estimador basado en el modelo difuso como el basado en el modelo de Copetti (se utiliza este modelo ya que su desempeño es el mejor dentro de los modelos convencionales analizados). Ambos

estimadores son comparados en la base de validación mediante dos índices de desempeño, además de cuantificar sus tiempos de convergencia frente a distintos grados de error en el estado inicial.

Por último, en el capítulo 7 se ilustran las principales conclusiones que se desprenden de esta investigación y en el capítulo 8 se proponen trabajos futuros.

Los objetivos de esta investigación son los siguientes:

- Diseño y construcción de un sistema experimental de carga/descarga de baterías.
- Diseñar un modelo de baterías para el proceso de descarga basado en modelación difusa.
- Comparar el modelo difuso con modelos convencionales utilizados para caracterizar el comportamiento de las baterías.
- Diseñar un estimador del estado de carga (SoC) en base al modelo difuso establecido, utilizando el algoritmo del filtro extendido de Kalman.
- Comparar el estimador basado en el modelo difuso con el diseñado en base al mejor modelo convencional analizado. (Thevenin, Plett o Copetti)

Capítulo 2. Principio de funcionamiento de acumuladores de energía y sus diferentes tecnologías

En 1800, el físico italiano Alejandro Volta construyó la primera celda electroquímica simple, la cual consistía en varillas de cobre y zinc sumergidas en una salmuera [1]. Este elemento constituyó la primera “batería” de la historia y además representó la primera fuente de corriente continua de ese entonces. De un tiempo a esta parte, la batería se ha constituido como un elemento fundamental del mundo globalizado, estando presente desde los relojes en las casas, pasando por los *notebooks*, hasta grandes bancos de baterías utilizados en micro-redes y vehículos eléctricos [2] [3] [4]. Es por ello, que este elemento seguirá jugando un rol primordial en el avance de la humanidad, razón por la cual, su estudio abarca gran interés en la comunidad científica.

En el inicio de este capítulo, se analiza el principio químico de funcionamiento de los acumuladores de energía. Posterior a esto, se detallan las principales tecnologías de fabricación de estos elementos, para finalizar, con un cuadro comparativo que muestra ventajas y desventajas entre los tipos de baterías más usuales; las que corresponden a plomo ácido e ion litio polímero.

Finalmente, conviene mencionar que las baterías también reciben el nombre de acumuladores de energía, por lo cual, ambas denominaciones serán utilizadas indistintamente en el transcurso de este trabajo.

2.1 Descripción de acumulador reversible

En general, los acumuladores de energía se dividen en dos tipos; el primero de ellos corresponde a los llamados acumuladores primarios [5] [6], los cuales tienen la característica de producir electricidad por medio de reacciones químicas que son de carácter irreversible [1], y una vez usados, son desechados o reciclados [5]. El segundo tipo, corresponde a los acumuladores secundarios [6], en los que a diferencia del tipo anterior, las reacciones químicas que producen electricidad pueden ser invertidas por la corriente eléctrica, sin que se produzca degradación inmediata del acumulador [5]; estos suelen ser llamados también acumuladores reversibles, y son los que serán objeto de estudio en esta investigación.

En [3], se brinda una muy completa definición de un acumulador, la cual señala que “*Un acumulador de energía, puede ser definido como un reservorio capaz de entregar energía eléctrica a un circuito exterior a expensas de la energía química contenida en las sustancias internas que lo conforman, si el acumulador admite el proceso inverso, es decir, es capaz de acumular energía química en las sustancias que contiene a costas de la energía eléctrica suministrada desde el exterior, se dice entonces que el acumulador es reversible*”.

De la definición anterior, se desprende que dentro de todo acumulador, debe haber una unidad básica de generación/absorción de energía eléctrica, dicha unidad recibe el

nombre de celda electroquímica [1] [7] [8]. Una celda electroquímica, desde el punto de vista físico, está compuesta de un electrodo positivo y un electrodo negativo separados por un electrólito [1] [7] [8], el cual, es capaz de conducir iones entre ambos electrodos. Es preciso mencionar que desde el punto de vista químico, en los electrodos y en el electrólito se encuentran sustancias químicamente activas, que al interactuar bajo ciertas condiciones, producen reacciones electroquímicas responsables de la generación y/o almacenamiento de energía eléctrica [3]. Hay que destacar que generalmente entre ambos electrodos se ubica un separador poroso, que tiene como misión evitar que éstos entren en contacto, con el consecuente corto circuito involucrado. El hecho de que el separador sea poroso, radica en la necesidad de transporte de iones entre un electrodo y otro. [1] [7] [8]

En la Figura 1 se presenta un esquema de una celda electroquímica.

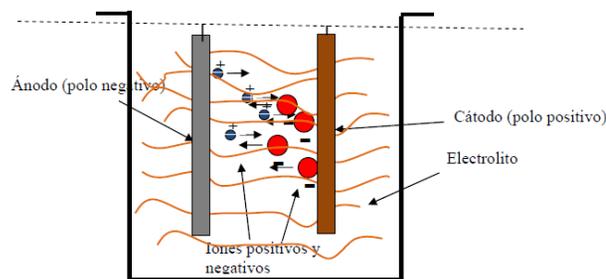


Figura 1. Diagrama de celda electroquímica. (Esquema obtenido de [3])

2.2 Principio químico de funcionamiento

Como se mencionó en la sección 2.1, los acumuladores están formados por unidades básicas denominadas celdas electroquímicas, las cuales están compuestas por electrodos sumergidos en un electrólito [7]. Entre los electrodos generalmente se utiliza un separador, el que evita posibles cortocircuitos entre éstos [7].

Hay que señalar que tanto los electrodos como el electrólito tienen sustancias activas, las cuales al reaccionar entre sí almacenan o generan energía eléctrica [3]. Es por este motivo que para entender el proceso de generación y almacenamiento de energía eléctrica en acumuladores, primero que nada hay que identificar las sustancias químicamente activas presentes en una celda electroquímica.

Luego, al interior de cada acumulador, independiente de su tipo, es posible encontrar los siguientes tres tipos de sustancias activas [3] [7].

- Sustancia activa del polo negativo.
- Sustancia activa del electrólito.
- Sustancia activa del polo positivo

Estas sustancias son detalladas a continuación.

2.2.1 Sustancia activa del polo negativo

La sustancia activa del polo negativo generalmente es un metal puro susceptible de combinarse con la sustancia activa del electrólito para formar sales, hidróxidos u otros [3]. Los compuestos resultantes de la interacción antes señalada se caracterizan por tener menor nivel energético que las sustancias activas originales [7].

2.2.2 Sustancia activa del electrólito

El electrólito corresponde a una solución compuesta por algún ácido, hidróxido o sal disuelta en un solvente, el que generalmente es agua [3]. El proceso químico que se lleva a cabo en la solución es el siguiente: Las moléculas del soluto al disolverse en el solvente, se disocian en sus respectivos iones (positivo y negativo), los cuales pueden moverse libre e independientemente en el interior de la solución, mientras que las moléculas del solvente permanecen prácticamente inertes, es decir, no se disocian en iones [7].

Una característica distintiva del electrólito, es que además de ser capaz de conducir iones entre ambos electrodos, debe ser un aislante eléctrico [1], ya que de lo contrario se generaría un proceso de auto descarga del acumulador acompañado de un corto circuito interno entre ambos electrodos.

2.2.3 Sustancia activa del polo positivo

La sustancia activa del polo positivo puede ser un metal, algún óxido u otra sustancia, cuyos cristales o moléculas al igual que lo que ocurre con la sustancia activa del polo negativo, pueden combinarse con la sustancia activa del electrólito para formar compuestos de menor nivel energético [3] [7].

2.2.4 Química al interior del acumulador

Al momento de entrar en contacto la sustancia activa del polo negativo con la sustancia activa del electrólito, se produce una ionización de los átomos presentes en la superficie de contacto, formándose así iones positivos. Esto debido a que los electrones de valencia del metal, difunden hacia el interior del electrodo, alejándose de la superficie de contacto. De forma simultánea, se tiene que los iones positivos así formados se orientan en el sentido necesario para combinarse con los iones negativos existentes en el electrólito, formando así una barrera de potencial en la superficie de contacto entre el polo negativo y el electrólito [1] [2] [3] [9].

De la misma forma, al entrar en contacto la sustancia activa del polo positivo con el electrólito, los átomos de la superficie de contacto se ionizan, formándose iones negativos. En este proceso, huecos positivos difunden hacia el interior del electrodo en desmedro de los electrones de valencia disponibles en el circuito exterior. En tanto que los iones negativos así formados, se orientan en el sentido necesario para combinarse con los iones positivos presentes en el electrólito [2] [3], formando así una barrera de potencial en la superficie de contacto entre el polo positivo y el electrólito, la cual es de signo contrario a la que se ha formado en el polo negativo.

Se tiene entonces, que en cada polo existe una barrera de potencial (np y pn respectivamente) de signos opuestos (Ver Figura 2), las cuales impiden que las reacciones químicas que producen energía se lleven a cabo. Es por esto, para que dichas reacciones puedan ocurrir, debe ser posible que los electrones acumulados en la zona negativa de la barrera de potencial en el polo negativo, se alejen de la superficie de contacto e igualmente los huecos positivos acumulados en la zona positiva de la barrera de potencial del polo positivo también puedan alejarse de la superficie de contacto. La solución a esto es agregar un circuito eléctrico exterior que permita la conducción de electrones de valencia desde el polo negativo hacia el polo positivo, o de igual forma, huecos desde el polo positivo hacia el polo negativo. [1] [2] [3]

Adicionalmente, el circuito eléctrico exterior, debe contar con una carga resistiva, la cual es la encargada de disipar la energía excedente de los electrones, que se origina por la transición de éstos desde el “cumbre” de la barrera de potencial negativa hasta el “valle” de la barrera de potencial positiva [2] [3] [9]. (Ver Figura 2)

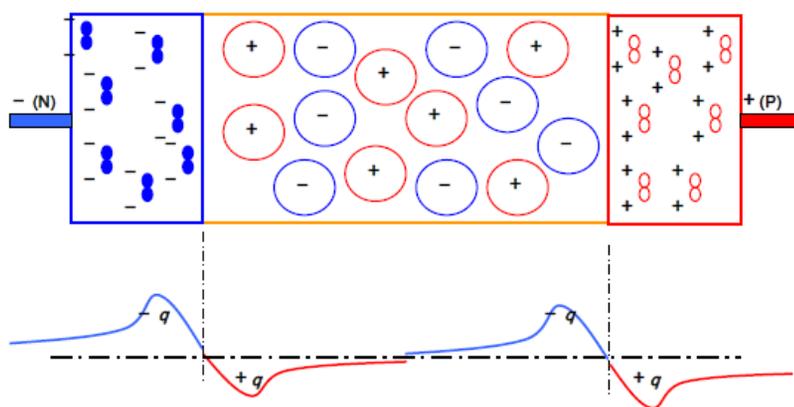


Figura 2. Principio de funcionamiento de un acumulador. (Esquema obtenido de [3])

2.3 Tecnologías de acumuladores

En el mercado existen una gran cantidad de tecnologías de acumuladores [8]. Lo que caracteriza a un tipo de otro, es la naturaleza de las sustancias activas que componen sus celdas electroquímicas. Este hecho se ve personificado en la llamada tensión de circuito abierto¹ (V_{OC}), la cual es propia de cada tecnología de acumulador. [2] [3]

En [8], se presentan los principales tipos de baterías disponibles en el mercado, éstas son: níquel-cadmio, níquel metal hidruro, alcalinas recargables, ion litio e ion litio polímero. Estas tecnologías, sumadas a las del tipo plomo ácido y litio son abordadas en mayor detalle a continuación.

¹ Corresponde al voltaje en bornes del acumulador sin la presencia de un circuito eléctrico exterior

2.3.1 Acumulador níquel cadmio (NiCd)

Este tipo de acumulador, tiene al cadmio como sustancia activa en el polo positivo, mientras que en el polo negativo presenta un compuesto de níquel². La interacción de estas sustancias da como resultado una fuerza electromotriz característica de 1.3 [V]. [1] [3] [10]

Esta tecnología ha sido utilizada durante décadas en la fabricación de acumuladores de energía para artículos electrónicos portátiles [8], también en aplicaciones industriales, como por ejemplo en BESS (*battery energy storage system*) [11]. Dentro de sus ventajas, está su bajo costo, además de su alta tasa de descarga, y su bajo nivel de mantenimiento en comparación con acumuladores de plomo ácido³ tipo VRLA. Además de lo anterior, debe agregarse que baterías de níquel cadmio presentan mejor comportamiento que baterías de plomo ácido, en relación a variaciones de capacidad con incrementos de temperatura [12]. Este hecho se ilustra en la Figura 3.

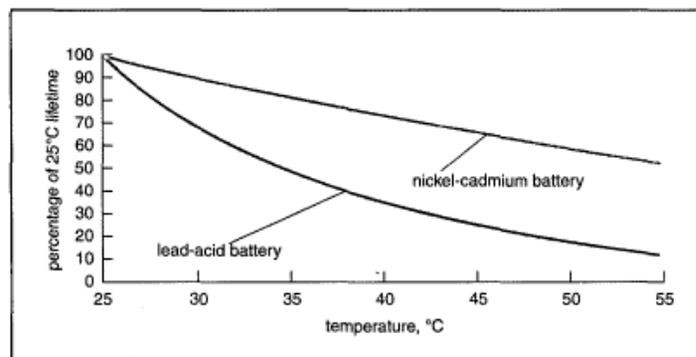


Figura 3. Capacidad de batería de plomo ácido y níquel cadmio en función de la temperatura (gráfico obtenido de [11])

Dentro de las principales desventajas, está su baja densidad energética y su toxicidad (personificada en el cadmio, el cual es un metal pesado [12]), además de presentar el denominado efecto memoria, el cual, es un fenómeno de reducción de la capacidad del acumulador que se produce cuando se carga éste, sin haber sido previamente descargado por completo [6]. Finalmente, cabe mencionar que acumuladores de este tipo han ido perdiendo terreno en los últimos años, frente a otras tecnologías [8], como son por ejemplo níquel metal hidruro e ion litio, los que son abordados en las secciones 2.3.2 y 2.3.6 respectivamente.

² Debido es que recibe el nombre de acumulador de níquel cadmio

³ Esta tecnología es abordada en detalle en la sección 2.3.5

De [1] [3] y [10], se obtiene la información referente a esta tecnología, la cual se muestra en la Tabla 1.

Sustancia del activa del polo positivo	Cd
Sustancia activa del polo negativo	NiO(OH)
Electrolito	K(OH) disuelto disuelto en agua
Rango nominal de tensión bajo carga [V]	1.0 – 1.3
Densidad energética [Wh/kg]	30~60
Ciclo de vida	~2000

Tabla 1. Principales características acumulador níquel cadmio

2.3.2 Acumulador níquel metal hidruro (NIMH)

Este tipo de acumulador, es similar en construcción y química a una batería de níquel cadmio, la única diferencia está en el electrodo negativo [13] [14], el cual se compone de una aleación de hidruro metálico. La interacción de las sustancias activas dentro de las celdas electroquímicas, generan, al igual que en el acumulador de NiCd, una fuerza electromotriz característica de 1.3 [V]. [3] [6] [10]

Esta tecnología ha aumentado bastante en los últimos años en aplicaciones para computadores portátiles [8] y vehículos eléctricos [15], hasta el punto de ir desplazando gradualmente a los acumuladores de níquel cadmio. Esto debido a que si bien ambas tecnologías presentan características de tensión indistinguibles [13] [14], las baterías de NIMH presentan entre un 25% y 40 % más de energía que los acumuladores de NiCd [8] [16] [13].

Además de lo anterior, se tiene que esta tecnología es más limpia que la de NiCd, debido a que no presenta cadmio en su composición, el cual es considerado un metal pesado [13]. Una de las principales desventajas, es que al igual que las baterías de NiCd, este tipo de baterías presenta el efecto memoria [6].

De [3] y [6] [10], se obtiene la información referente a esta tecnología, la cual se muestra en la Tabla 2.

Sustancia del activa del polo positivo	NiO(OH)
Sustancia activa del polo negativo	aleación de hidruro metálico
Electrolito	K (OH) disuelto disuelto en agua
Rango nominal de tensión bajo carga [V]	1.0 – 1.3
Densidad energética [Wh/kg]	50~70
Ciclo de vida	>800

Tabla 2. Principales características acumulador níquel metal hidruro

2.3.3 Batería alcalina recargable

Este tipo de batería ha sido utilizada como acumulador primario por muchos años [8]. De hecho, es común observar advertencias sobre recargar este tipo elementos, ya que esto puede conducir al aumento de la presión de los gases al interior de la batería y a una posible ruptura violenta del recipiente contenedor de ésta [1]. Sin embargo, investigaciones recientes demuestran que es posible recargar este tipo de acumuladores sin peligro, eso sí, bajo condiciones de carga-descarga estrictamente

controladas [1]. Esto se debe a una mejora en la construcción del empaquetamiento del acumulador, en especial al tipo de separador utilizado entre los electrodos. Este tipo de acumuladores es conocido por la sigla RAM (*Rechargeable Alkaline-Manganese Cell*), y se caracteriza por tener una densidad energética inicial mayor que los acumuladores de níquel cadmio y níquel metal hidruro [8] [17], sin embargo, se encuentra que dicha capacidad disminuye bastante con los ciclos de vida [8], así por ejemplo, en [17], se realiza una comparación entre un acumulador RAM contra uno de níquel cadmio e níquel metal hidruro, reportándose una vida útil de 20 ciclos para el primero, de 750 y 1100 para el segundo y tercero respectivamente.

Información referente a una celda con esta tecnología es reportada en [1] [17] y [18], y resumida en la tabla Tabla 3.

Sustancia del activa del polo positivo	MnO ₂
Sustancia activa del polo negativo	Zn
Rango nominal de tensión bajo carga [V]	0.9 – 1.4
Densidad energética [Wh/kg]	80 (inicial)
Ciclo de vida útiles	25 (depende del nivel de descarga)

Tabla 3. Principales características batería alcalina recargable

2.3.4 Acumulador de litio

El litio tiene dos propiedades únicas que lo hace un buen candidato para ser utilizado como electrodo negativo en la fabricación de acumuladores [1]. La primera de ellas, se debe a que es el elemento más ligero de la tabla periódica, lo que se traduce en acumuladores más livianos, mientras que la segunda, es que este elemento tiene un alto potencial electroquímico de reducción, lo que se traduce en un alto valor de tensión en la celda electroquímica si se combina con un electrodo positivo adecuado [5]. Una de las desventajas del litio es que es altamente inestable en la mayoría de los solventes orgánicos, como por ejemplo el agua, por lo cual no es posible utilizar un electrólito acuoso [1], superar este problema, y motivado por las propiedades positivas antes mencionadas, es que se construyen acumuladores de litio en los cuales el electrólito se compone de sales de litio disueltas en solventes orgánicos polares [1]. Estos acumuladores son del tipo primario [6], utilizando generalmente dióxido de manganeso para el electrodo positivo.

En la Figura 4, se muestra un esquema de funcionamiento de acumuladores de Litio.

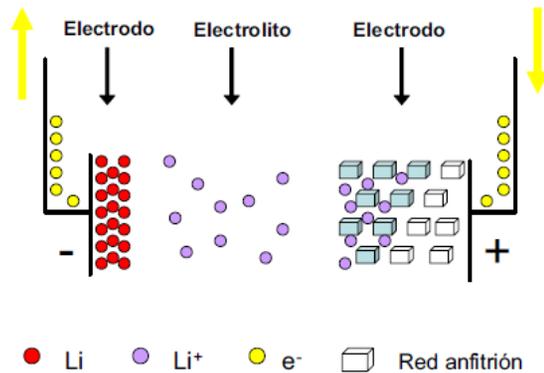


Figura 4. Esquema acumulador litio. (Esquema obtenido de [5])

La fabricación de un acumulador secundario con esta tecnología resulta difícil [6], ya que en el proceso de carga se originan crecimientos dendríticos sobre el electrodo metálico, lo que puede causar corto circuitos internos en el acumulador y a veces una posible explosión [6] [19] [20]. Además de lo anterior, se tiene el problema adicional que parte del litio que crece dendríticamente, puede quedar inutilizable al reaccionar con el electrolito [5]. Por lo que para superar estos inconvenientes, existen dos alternativas [5]:

- ✓ Acumuladores de litio con electrolito sólido, esto evita el crecimiento dendrítico, pero presenta el problema de baja conductividad [5].
- ✓ Acumuladores de ion litio, en las que se sustituye el litio metálico por un electrodo al cual se le puede insertar litio [1].

De [1] [19] [20], se obtienen las principales características de las celdas pertenecientes a esta tecnología, las que son reportadas en la Tabla 4.

Sustancia del activa del polo positivo	Dióxido de manganeso <i>Poly(carbonmonofluoride)</i> Pentóxido de vanadio entre otros
Sustancia activa del polo negativo	Li
Electrolito	Solventes orgánicos, potencialmente inflamables
Tensión nominal [V]	3.0

Tabla 4. Principales características baterías de litio

2.3.5 Acumulador plomo ácido

El acumulador de plomo ácido fue inventado en 1859 por el electroquímico Francés Gastón Planté [1] [2] [3], quien construyó un rollo en espiral con dos placas de plomo puro, las que separó con un paño de lino, todo éste conjunto fue sumergido en un vaso de vidrio que contenía una solución de ácido sulfúrico (Ver Figura 5), y así nació la primera batería de la historia. Este acumulador fue perfeccionado más tarde por Fauré [1], quien en 1881 revistió las láminas de plomo con una pasta de óxidos de plomo, ácido sulfúrico y agua [1]. Este “curado” de las láminas, se convierte en sustancia activa, lo que aumenta notablemente la capacidad del sistema electroquímico, en relación al acumulador Planté [1] [3].

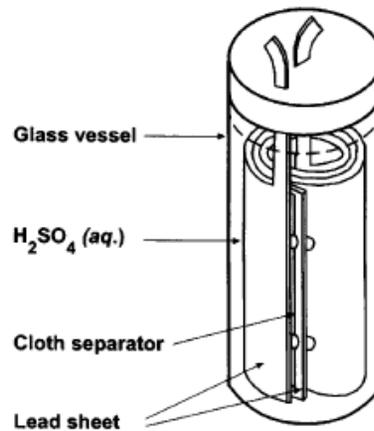


Figura 5. Esquemático de acumulador Planté. (Esquema obtenido de [1])

Desde su invención a la fecha, este acumulador aún sigue vigente, y es todavía el más fabricado en el mundo [5]. Ha dominado durante muchos años el mercado, y se sigue utilizando en aplicaciones vehiculares, sistemas en los cuales es necesario contar con energía de respaldo [1] [2] [5], y en sistemas fotovoltaicos, entre otros. Esta última aplicación ha reforzado su protagonismo en el mercado mundial [21].

Una de las principales ventajas de esta tecnología es que existe gran disponibilidad, presenta un bajo costo, y un bajo nivel de auto descarga, además de ser de fácil fabricación. Mientras que las principales desventajas radican en su baja densidad energética, la necesidad de mantenimiento, y en los materiales que la componen, los cuales son altamente contaminantes.

De [3] y [10] [21] se obtiene la información referente a esta tecnología, la que es presentada en la Tabla 5.

Sustancia del activa del polo positivo	Pb
Sustancia activa del polo negativo	PbO ₂
Electrólito	H ₂ SO ₄ disuelto en agua
Rango nominal de tensión bajo carga [V]	1.75 – 2.25
Densidad energética [Wh/kg]	30~50
Ciclo de vida	400~600

Tabla 5. Principales características acumulador plomo ácido

En [1] [2] [3] [6], se describen las ecuaciones electroquímicas que tienen lugar dentro del acumulador de plomo ácido, éstas se dividen en ecuaciones que tiene lugar en el cátodo⁴, en el ánodo⁵ y en el electrolito. Dichas ecuaciones son presentadas en el anexo A.

2.3.6 Acumulador de ion litio

El origen de esta tecnología de acumuladores, se basa en el descubrimiento realizado a fines de 1970 por investigadores de la Universidad de Oxford [1]. Estos descubrieron que los iones de litio pueden ser absorbidos por una red cristalina de óxidos de cobalto o níquel para dar los compuestos *LiCoO₂* y *LiNiO₂* respectivamente [1]. Posteriormente, la empresa Sony fabricó la primera celda con esta tecnología, la cual presentaba un ánodo de carbono con iones de litio intercalados, y un cátodo de *LiCoO₂* [22]. Esta celda poseía una capacidad de 115 [Wh/kg], operaba a una tensión de 3.6 [V], y fue capaz de soportar 1200 ciclos de descarga profunda [23]. Luego de este anuncio, el trabajo referente a esta tecnología sufrió un aumento considerable [22], el que se tradujo en que en la actualidad, baterías de este tipo representan aproximadamente un 60% del mercado mundial [10].

Este tipo de acumuladores supera el problema de la formación dendrítica en el electrodo metálico, que se produce en las baterías de litio [5]. Para esto se reemplaza el electrodo de litio por un electrodo de carbón, el que generalmente es del tipo coke, grafito, o carbón amorfo [7]. A la estructura así formada, se le insertan iones de litio, con lo cual se forma el electrodo negativo de este tipo de acumulador [7]. El principio de funcionamiento de éstos, es denominado del “columpio” o de la “mecedora” [22], ya que durante su funcionamiento, la migración de los iones de litio dentro de la celda electroquímica, es de un electrodo hacia el otro [7]. Se destaca que el sentido de la migración depende de si el acumulador está en proceso de carga o descarga. En la Figura 6, se esquematiza este principio.

⁴ Corresponde al polo positivo de la celda electroquímica

⁵ Corresponde al polo negativo de la celda electroquímica

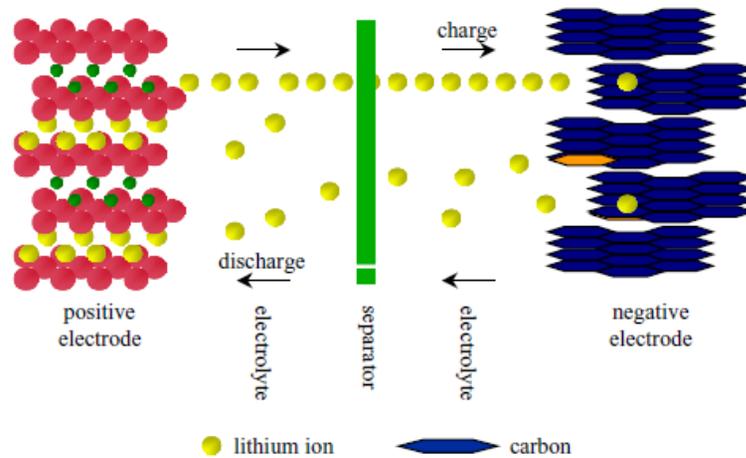


Figura 6. Representación de la operación de carga y descarga de una celda de ion litio. (Esquema obtenido de [7])

Desde sus orígenes, los acumuladores de este tipo presentaban el electrodo positivo formado por compuestos de cobalto o níquel, siendo el primero de ellos el más popular [1], ganándose la denominación de acumulador de ion litio [3]. Sin embargo, en el último tiempo, hay una incipiente tendencia de migración desde estos compuestos como electrodos hacia los de dióxido de manganeso ($LiMnO_2$ o $LiMn_2O_4$ [1]), debido a que este elemento es estable sobre los 4.2 [V], por lo cual pueden tolerar cargas a voltajes mayores, en relación a celdas que utilizan oxido de níquel o cobalto como cátodo [24]. De ahí que los bancos de acumuladores con esta tecnología no requieren sofisticados sistemas de control BMS (*battery management system*) como los que se utilizarían con celdas de níquel o cobalto como electrodo [24] [25]. Otra ventaja del electrodo de manganeso, es que las materias primas son más baratas que las utilizadas en electrodos de níquel o cobalto [24] [25]. Como desventaja, se tiene que la celda de manganeso presenta una densidad energética ligeramente menor que las de cobalto o níquel [25]. Por último, cabe señalar que este tipo de celda recibe el nombre de *espinela* [1] [25], ya que el compuesto $LiMn_2O_4$ presenta una estructura de ese tipo.

La ventaja de esta tecnología por sobre las demás, es su elevada densidad energética, además de su alto ciclo de vida (alrededor de 500 ciclos [5]), el que es aproximadamente dos veces mayor que el de los acumuladores del tipo NI-MH [8].

La principal desventaja, radica en el hecho de que las celdas electroquímicas son muy sensibles a los perfiles de uso, los que si no son los adecuados, pueden causar graves daños en el acumulador [3]; debido a esto, es que se hace imprescindible contar con un BMS [26] para protegerlo.

Otro punto en contra para esta tecnología, es su elevado costo, el cual es mucho más alto que las tecnologías más comunes como son por ejemplo plomo ácido o NI-MH [8]. Pese a lo anterior, sus cualidades de gran densidad energética y elevado tiempo de vida, hacen que las baterías con esta tecnología, sean las más utilizadas en

aplicaciones de electrónica portátil [8], herramientas portátiles como taladros, y lijadoras [5], y vehículos desde pequeños automóviles como carros de golf hasta autos híbridos y autobuses eléctricos [5].

Además, este tipo de acumuladores está siendo considerado para ser utilizados en otros ámbitos, así por ejemplo, en [27] se analiza su utilización en sistemas de telecomunicaciones, y en [28], se estudia su factibilidad para ser empleado en subestaciones.

De [1] [6] [22] se obtiene la información referente este tipo de acumuladores, la que es presentada en la Tabla 6.

Sustancia del activa del polo positivo	LiCoO ₂ , LiNiO ₂ , LiMn ₂ O ₄ entre otros
Sustancia activa del polo negativo	Grafito con litio intercalado
Electrolito	Sal de litio en solvente no acuoso
Rango nominal de tensión bajo carga [V]	3.0 – 4.2 [V]
Densidad energética [Wh/kg]	~125
Ciclo de vida	> 500
Porcentaje de auto descarga	< 10% <i>por mes</i>

Tabla 6. Principales características acumulador ion litio

En el anexo A se presentan las ecuaciones electroquímicas que tienen lugar tanto en las baterías con cátodo de cobalto como para las con cátodo de manganeso (espinela).

2.3.7 Acumulador ion litio polímero (LiPo)

La tecnología para estos acumuladores nace como parte de un programa de investigación académica realizado en la Universidad de Grenoble en Francia [1]. En éste se investigó la conducción iónica en polímeros, encontrándose que tienen una constante dieléctrica relativamente alta y son capaces de disolver grandes cantidades de sales de litio [1]. Estas propiedades lo hace un muy buen candidato para ser utilizado como electrolito.

Esta tecnología es muy similar a la tecnología de ion litio, esto en relación a las reacciones electroquímicas que tienen lugar en su interior [22]. La diferencia sustancial, está en el electrolito, el cual es un gel de polímero [3] [22] para LiPo, y una sal de litio disuelta en un solvente no acuoso para ion litio [5]. Celdas con esta tecnología recién comenzaron a aparecer a nivel comercial alrededor del año 1999. [22]

El concepto en el diseño de las celdas para esta tecnología es muy revolucionario, ya que su objetivo es la construcción de celdas electroquímicas ultra finas [1] [8]. Para llevar a cabo esto, la celda electroquímica fue concebida como un *sándwich*, en el cual, los electrodos están separados por una hoja delgada de electrolito. Es necesario comentar que en este diseño, el electrodo negativo corresponde a una lámina de metal

de litio, mientras que el electrodo positivo resulto ser de grafito con algunos compuestos de inserción⁶ [1] [8].

Las celdas así construidas presentaron el inconveniente de solo poder operar en el rango de temperaturas entre 80 y 120 °C, lo que evidentemente limitaba su campo de aplicación [1]. Para poder superar este obstáculo se optó por incorporar un electrólito acuoso orgánico dentro de la matriz polimérica para formar un nuevo electrólito amorfo llamado 'gelionic' [24].

El gelionic utiliza al *Poly(vinylidenedifluoride)*, también conocido como PVDF, como copolimero [1] [24], el que se usa como agente de unión tanto en los electrodos como en el electrólito, lo que le brinda flexibilidad al polímero que será utilizado como electrólito. En palabras simples, el PVDF se utiliza para laminar la celda electroquímica de esta tecnología de acumuladores, por lo que dicha laminación asegura un contacto íntimo entre los electrodos y el electrólito de la celda [24]. Este proceso, es ilustrado de manera muy simple en la Figura 7.

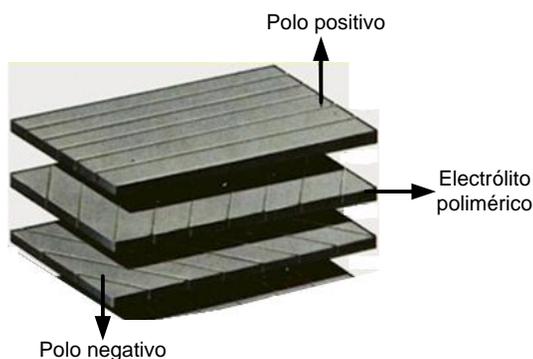


Figura 7. Esquemático de proceso de laminación en celdas de ion litio polímero, las partes se laminan con el agente de unión denominado PVDF

Las celdas así obtenidas son las más avanzadas técnicamente [24], teóricamente superarán a las de ion litio en relación a densidad energética y seguridad [8], es por esto, que en la actualidad existe gran trabajo en este tipo de baterías [24] [29] [30] [31] [32] [33]. Hasta el día de hoy, acumuladores de este tipo son más caros de construir que los de ion litio [8], debido a que son relativamente nuevos en comparación con estos. Sin embargo, se espera que esta tecnología se adapte a las necesidades de peso ligero para constituir la próxima generación de acumuladores para equipos portátiles y de comunicación [8].

En la actualidad ya se está trabajando en la aplicación de este tipo de acumuladores en el ámbito de vehículos eléctricos [33], y en su uso para aplicaciones militares [34]. En

⁶ Esto con el objetivo de facilitar que los iones de litio que salen del electrólito entren en contacto con las moléculas de óxido de metal, con esto se logra aumentar la conductividad eléctrica [1]

este sentido, se tiene que en [31] se reporta un trabajo enfocado en el diseño de celdas de este tipo para ser utilizadas en vehículos espaciales y armamento militar. Asimismo, se tiene que en [32], se trabaja en el desarrollo de celdas de alta densidad energética para ser empleadas en aplicaciones espaciales y de equipos portátiles, este trabajo está soportado bajo un programa que une a diferentes empresas tecnológicas afines a estas áreas.

En [1] y [8] se reporta que hasta el momento existen celdas de espesor menor a 1 [mm], pero sin duda alguna este espesor tenderá a disminuir debido al intenso trabajo en esta área. En el anexo A se presentan las ecuaciones electroquímicas presentes en este tipo de acumulador.

Por último, debido al constante trabajo en esta tecnología, resulta difícil realizar una estandarización en relación a las celdas electroquímicas, es por este motivo que los datos presentados en la Tabla 7, se refieren única y exclusivamente al acumulador analizado en [34].

Rango nominal de tensión bajo carga [V]	3,0 – 4,2
Densidad energética [Wh/kg]	130
Ciclo de vida	> 300
Porcentaje de auto descarga	< 10% <i>por mes</i>

Tabla 7. Principales características de batería LiPo analizada en [34]

Como una forma de comparar cada tipo de acumulador en relación a su densidad energética, es que en la Figura 8, se presenta un gráfico obtenido de [8], en el cual se muestra el año de surgimiento de cada tecnología de acumulador a nivel comercial, y la densidad energética asociada a cada uno de ellos.

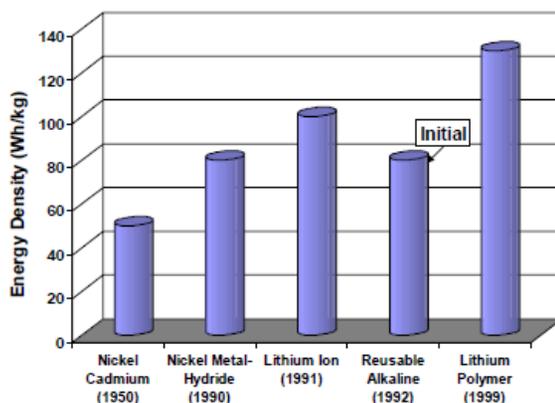


Figura 8. Densidad energética y año de aparición de la primera batería comercial asociada a cada tecnología (gráfico obtenido de [8])

2.4 Ventajas y desventajas de acumuladores plomo ácido y familia ion litio

En esta sección se presentarán dos tablas comparativas referentes a acumuladores, en la primera de ellas se comparan ventajas y desventajas entre acumuladores de plomo ácido e ion litio⁷, mientras que en la segunda, se contrastan las baterías de ion litio e ion litio polímero.

La información necesaria para realizar las tablas está basada en los siguientes reportes:
[2] [3] [6] [16] [21]

⁷ La familia ion litio, es decir Ion litio cobalto e ion litio polímero

Tipo Acumulador	Ventajas	Desventajas
Plomo ácido	<p>Tecnología conocida</p> <p>Rápida disponibilidad</p> <p>Comportamiento moderadamente bueno a bajas y altas temperaturas</p> <p>Celdas de voltajes elevados, en comparación con celdas de otras tecnologías</p> <p>No necesitan un sistema de seguridad como los acumuladores de Ion litio</p> <p>Son más baratos que los acumuladores de litio</p> <p>Efecto memoria despreciable⁸</p>	<p>Energía específica baja</p> <p>Potencia específica baja</p> <p>Ciclo de vida relativamente corto</p> <p>Costos de mantenimiento elevado</p> <p>Amenaza medioambiental dada por el plomo y ácido sulfúrico</p> <p>Presentan el proceso de electrólisis del agua</p>
Familia ion litio	<p>Densidad de energía por unidad de peso mucho mayor que acumulador de plomo ácido</p> <p>No requieren mantenimiento</p> <p>Larga vida útil</p> <p>Amplio rango de temperatura de trabajo</p> <p>Baja tasa de auto descarga</p> <p>Capacidad de carga rápida</p> <p>Efecto memoria despreciable</p>	<p>Necesitan un sistema de seguridad (BMS) para poder operar</p> <p>Son más caros que los acumuladores de plomo ácido</p> <p>Degradación a altas temperaturas</p> <p>Pérdida de capacidad cuando se sobrecarga</p> <p>Daños irreversibles cuando se descargan bajo un límite establecido</p> <p>Menor disponibilidad en el mercado para aplicaciones de potencia, que las baterías de plomo ácido</p>

Tabla 8. Ventajas y desventajas entre baterías de plomo ácido e ion litio

⁸ Es un fenómeno que reduce la capacidad del acumulador, se produce cuando se carga una batería sin haber sido descargada por completo.

Tipo Acumulador	Ventajas	Desventajas
Ion litio	<p>Esta tecnología está más madura que la del acumulador de ion litio Polímero</p> <p>Tecnología más barata que la de ion litio polímero</p> <p>Envejece más lentamente que el acumulador de litio polímero</p> <p>Amplio rango de temperatura de trabajo</p>	<p>Debido a que el electrolito se encuentra disuelto en un solvente orgánico líquido, éste tipo de acumulador se hace particularmente delicado y eventualmente peligroso</p> <p>Menos tolerantes a sobrecarga que las baterías de LiPo</p> <p>Son más peligrosas que los acumuladores de ion litio polímero</p>
Ion litio polímero	<p>Debido a que el electrolito esta disuelto en un gel orgánico semisólido, se tiene que este acumulador es bastante más seguro que el acumulador de ion litio</p> <p>El electrolito es inerte al aluminio</p> <p>La materia prima (Manganeso) es alrededor de un 30% más barato que el Cobalto.</p> <p>El manganeso es más limpio que el Cobalto desde el punto de vista medio ambiental</p> <p>Su armado es más simple que el acumulador de Cobalto</p>	<p>Tecnología más joven que la del Cobalto, lo cual provoca elevados costos de producción</p> <p>Pérdida de capacidad por sobre los 40 °C</p> <p>Envejecimiento ligeramente menor que acumulador de cobalto</p>

Tabla 9. Ventajas y desventajas entre baterías de ion litio e ion litio polímero

2.5 Discusión

Durante el capítulo se pudo apreciar el funcionamiento de los acumuladores de energía desde su base, luego se profundizó en las principales tecnologías de baterías actualmente disponibles en el mercado mundial. En torno a éstas, se señalaron ventajas y desventajas, y se realizó una comparación más exhaustiva de los principales tipos de acumuladores utilizados en la actualidad, los que corresponden a plomo ácido, ion litio e ion litio polímero.

Ya individualizadas las principales tecnologías de acumuladores, definido su campo de acción y sentadas las bases de funcionamiento de éstas, resulta natural pasar a la siguiente fase de investigación, la cual dice relación con las principales características asociadas a estos elementos. En base a esto, se tiene que en el próximo capítulo, se describirán las principales características asociadas a acumuladores de energía, para luego dar a conocer los principales enfoques utilizados para su modelación. Finalmente, se brinda un reporte referente a modelos circuitales utilizados para caracterizar estos elementos.

Capítulo 3. Modelamiento de acumuladores de energía

A pesar que los acumuladores son un elemento ampliamente utilizado en un gran número de aplicaciones de alta y baja potencia, aún siguen siendo elementos difíciles de controlar, debido a que las reacciones electroquímicas que rigen su comportamiento son de gran complejidad. Por esto se hace necesario el modelamiento de acumuladores, para controlar en algún grado el desempeño de la batería y prever su evolución tanto en el corto como en el largo plazo, bajo diferentes condiciones de trabajo.

La gran versatilidad de aplicación de las baterías, hacen que éstas puedan estar sometidas a una amplia gama de condiciones de funcionamiento. Así por ejemplo, el ambiente en el cual se desenvuelve una batería presente en un satélite en órbita, es muy distinto al ambiente de un banco de acumuladores que forma parte de un sistema de energía de respaldo como un UPS por ejemplo. Por este motivo, para realizar la modelación de este sistema electroquímico, en primer lugar, hay que conocer sus principales características y como ellas se ven afectadas por las condiciones de trabajo en las cuales se desenvuelve. En la sección 3.1 se dan a conocer dichas características asociadas a la batería, posteriormente en la sección 3.2 se presentan los principales enfoques que existen para realizar la modelación de éstas. Finalmente, en la sección 3.3 se da a conocer el estado del arte referente a modelos circuitales empleados para representar el comportamiento de estos sistemas electroquímicos.

3.1 Conceptos asociados a acumuladores de energía

Un acumulador presenta varias características que brindan información acerca de él, las que pueden dividirse en tres grupos. El primero, corresponde a magnitudes físicas directamente medibles sobre la batería, el segundo, corresponde a las características que deben ser determinadas en base a pruebas de laboratorio, y finalmente, el último grupo, corresponde a indicadores que sólo pueden ser estimados en base a otras magnitudes del acumulador pertenecientes a los dos grupos anteriores.

Dentro de las magnitudes físicas que pueden ser medidas al acumulador, se encuentran la tensión, la corriente, la temperatura y la densidad del electrólito. Las características que deben ser determinadas por medio de pruebas de laboratorio son: la capacidad, la resistencia interna, y la respuesta en frecuencia; por último, los indicadores que deben ser estimados corresponden al estado de carga (SoC, por sus siglas en inglés) y al estado de salud (SoH, por sus siglas en inglés). Todas estas magnitudes son abordadas a continuación.

3.1.1 Magnitudes directamente medibles

Como se mencionó anteriormente este tipo de magnitudes o características del acumulador, tienen la particularidad de ser medidas directamente desde la batería, mediante sensores especializados para dicho fin. Ellas corresponden a: tensión, corriente, temperatura, y densidad del electrolito [35] [36] [1] [3] [37]. A continuación se detalla cada una de ellas.

3.1.1.1 Tensión

La tensión en bornes de un acumulador se puede medir mediante multímetros o sensores más complejos [38]. Esta magnitud es muy importante ya que define el rango de operación normal del acumulador. Este rango depende específicamente de la tecnología de la batería utilizada, y es parte de la información comercial brindada por el fabricante. Cabe señalar que violar esta especificación provocaría daños en el acumulador, los que incluso podrían llegar a dejarlo inutilizable [39] [36] [3].

Un concepto de importancia relacionado a la tensión, es la denominada tensión de circuito abierto (V_{oc}), que se define como la tensión en bornes del acumulador estando éste sin carga conectada y tras un periodo de reposo. Esta tensión es relevante cuando se quiere determinar el estado del carga ya que ambas magnitudes están directamente relacionadas [35] [40].

En relación a lo anterior, es válido preguntarse cuanto tiempo hay que mantener la batería en reposo para asegurar que la tensión medida en bornes corresponda efectivamente al V_{oc} . Para intentar dar una respuesta a esta interrogante es que se aborda este tema a continuación.

3.1.1.1.1 TENSIÓN DE CIRCUITO ABIERTO

Como se mencionó en la sección anterior, el V_{oc} está relacionado de forma directa con el SoC, sin embargo, es importante mencionar que esto es una simplificación de la realidad, ya que además se ve afectado por la historia de la batería, y por la temperatura⁹ [40] [41].

La relación SoC v/s V_{oc} generalmente se determina mediante una prueba experimental denominada tensión de relajación, que consiste en extraer una carga conocida al acumulador, luego detener la descarga, esperar un tiempo adecuado de reposo de manera de asegurar que la tensión medida en bornes corresponda efectivamente al V_{oc} [41]. Este algoritmo se desarrolla para distintos puntos de la curva SoC v/s V_{oc} , con lo cual se tiene un mapeo de ella. Si se aplica este método tanto a la carga como a la descarga, se verían efectos de histéresis.

⁹ La relación del V_{oc} con la historia de la batería y con la temperatura es de menor grado que la existente entre el V_{oc} y el SoC

Para ilustrar lo anterior, en la Figura 9, se presenta la curva de histéresis característica de un acumulador. En ella la batería fue cargada desde el 0% de SoC (punto A) hasta un 70% de éste (punto B), luego fue descargada hasta un 40% del SoC (punto C), y finalmente fue cargada hasta el 100% (punto D).

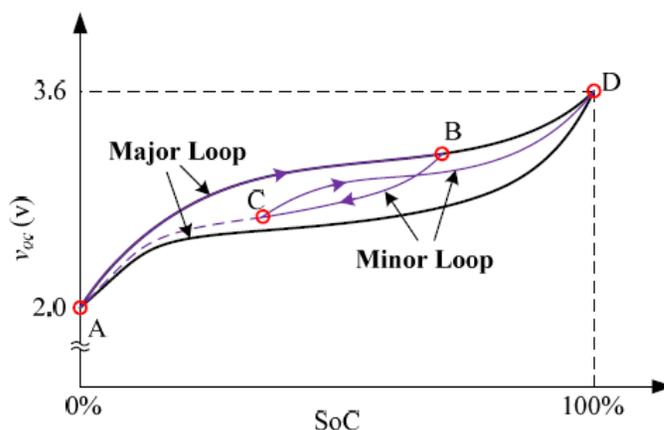


Figura 9. Influencia de la histéresis en la curva SoC v/s V_{oc} (imagen obtenida de [40])

En la Figura 9, se observa que la curva de histéresis está acotada tanto superior como inferiormente por las curvas *major loop* y *minor loop* respectivamente. Para determinar dichas envolventes, en [40], se propone descargar el acumulador con pulsos de 10 minutos seguidos por periodos de descanso de una hora, con esto se obtiene la curva superior. Para la inferior, se utiliza el mismo perfil considerando pulsos de carga. En [42], se utiliza este mismo algoritmo, mientras que en [43], se utiliza un ciclo de relajación de 10 horas.

Debido a que el tiempo de reposo¹⁰ de un acumulador puede ser del orden de horas e incluso días, es que se comenta un trabajo reportado en [44], en el cual se presenta un método rápido de determinación de la curva SoC v/s V_{oc} . El protocolo propuesto es el siguiente: Al comienzo del ciclo de carga, se inyecta 1 [Ah] al acumulador, luego de esto viene un periodo de descanso de 1 [min], tras el cual se inyectan 10 [Ah] a la batería, seguidos de periodos de descanso de 1 [min] [44] [45]. Una vez cargado el acumulador, se espera una hora y comienza el proceso de descarga con el mismo procedimiento que se explicó para la carga. Los resultados obtenidos con este método se muestran en la Figura 10.

¹⁰ En la prueba tensión de relajación

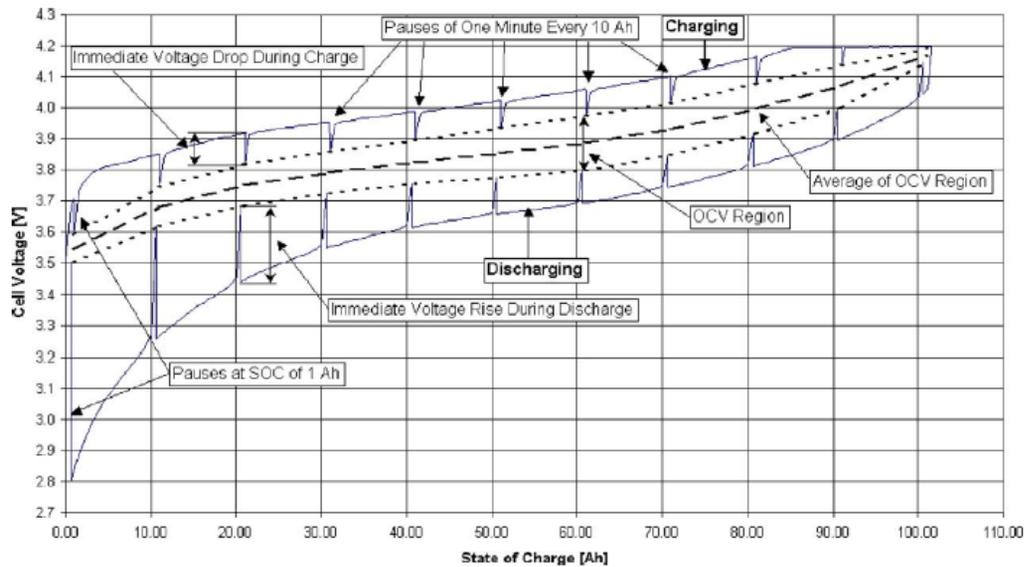


Figura 10. Test rápido para obtención curva SoC v/s Voc (imagen obtenida de [44])

El desempeño del algoritmo propuesto se comparó con los resultados obtenidos mediante la prueba de tensión de relajación. Ambos *tests* se aplicaron tanto a una batería con historia como a una batería nueva. El desempeño de ambos métodos se muestra en la Figura 11.

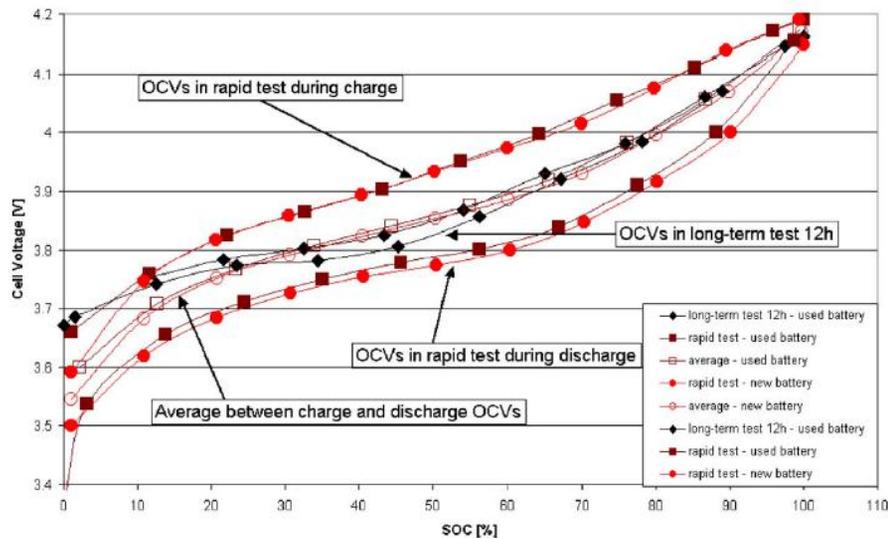


Figura 11. Comparación método propuesto (imagen obtenida de [44])

En esta figura, se tiene que los resultados la estrategia propuesta son satisfactorios en el rango 20%-100% del SoC, bajo este intervalo, la curva obtenida se encuentra por debajo de la obtenida mediante la prueba de tensión de relajación. Esto puede deberse a que el tiempo de reposo entre carga y descarga es pequeño.

Finalmente en la Figura 12, se presentan las curvas que representan la relación SoC v/s V_{oc} tanto en baterías de plomo ácido como de ion litio polímero.

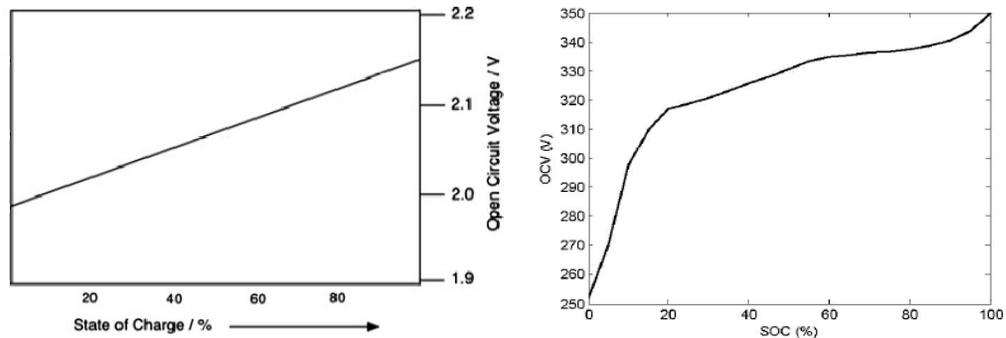


Figura 12. A la izquierda curva SoC v/s V_{oc} para acumulador plomo ácido, a la derecha curva SoC v/s V_{oc} para acumulador ion litio

De la Figura 12 se aprecia que la relación entre la tensión de circuito abierto y el estado de carga, es lineal para acumuladores con tecnología de plomo ácido, y no lineal para acumuladores de ion litio polímero.

3.1.1.2 Corriente

La corriente se mide en el acumulador, mediante multímetros o sensores especializados para dicho fin. En la actualidad los sensores más utilizados son los que realizan la medición haciendo uso del efecto Hall [38].

La corriente que entra o sale del acumulador es muy importante, y al igual que para el voltaje, el fabricante brinda rangos de ésta tanto para la carga como para la descarga, los que aseguran que el acumulador no sufra daños. Además de esto, generalmente el fabricante señala los *peaks* de corriente que el acumulador puede soportar sin dañarse.

3.1.1.3 Temperatura

La temperatura del electrolito presente en los acumuladores, se mide mediante termómetros o circuitos integrados especializados para este fin. Hay que mencionar que esta magnitud es uno de los factores que más influyen en el desempeño de un acumulador [1], ya que afecta directamente a muchos de los parámetros de éste, como son por ejemplo: estado de carga (SoC), estado de salud (SoH), capacidad, resistencia interna, entre otros. Es por ello que es recomendable medirla continuamente, y más aún en aplicaciones donde el acumulador esté sometido continuamente a regímenes de carga/descarga.

La temperatura de un acumulador, está determinada por una parte por las pérdidas Joule internas y por otra, por la temperatura de trabajo, teniendo una mayor influencia esta última [3]. Es por esto, que al dimensionar un tipo de acumulador para una aplicación determinada, lo primero que hay que determinar, es la temperatura ambiente en la cual se desenvolverá [35]. Una vez hecho esto, hay que buscar un acumulador

comercial que se adapte a las condiciones de trabajo, teniendo en cuenta que el desempeño eléctrico del acumulador cae bruscamente en los extremos, especialmente en el rango de las temperaturas bajas [35] [1].

Debido a que la mayoría de los acumuladores se encuentran sellados, resulta muy difícil determinar la temperatura exacta a la cual se encuentra el electrólito [35] lo que se hace usualmente es situar un sensor de temperatura entre los polos del acumulador, estando éste aislado térmicamente del ambiente mediante una capa protectora para este fin, con lo cual se logra reducir las perturbaciones térmicas externas [35].

3.1.1.4 Densidad del electrólito

La densidad del electrólito se define como la cantidad de masa de éste por unidad de volumen. Esta característica sólo puede ser medida en acumuladores de plomo ácido del tipo VRLA¹¹.

La importancia de la medición de la densidad del electrólito radica en que para estas baterías se tiene que la densidad se relacionada de manera lineal con el estado de carga [3], como se observa en la Figura 13.

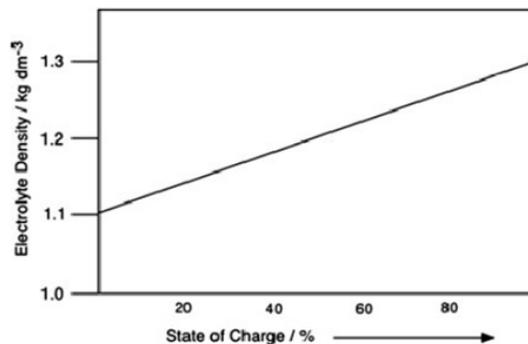


Figura 13. Relación entre densidad del electrólito y SoC para baterías plomo ácido (imagen obtenida de [46])

Generalmente, la densidad se mide de forma directa con un instrumento denominado acidómetro (ver Figura 14), el cual posee un flotador graduado con una estala de colores, que indica en base al nivel de flotación, la densidad y el estado del acumulador según las premisas de: “acumulador descargado”, “acumulador cargado a medias” y “acumulador cargado” (ver Figura 14). Existen además, métodos indirectos de medición, como por ejemplo, técnicas que miden la concentración de iones en el electrólito, la viscosidad, o la conductividad [47].

¹¹ *Valve regulated lead acid*, por sus siglas en inglés. En este tipo de baterías se tiene acceso al electrólito.



Figura 14. En imagen superior se observa la forma física de un acidómetro, en la imagen inferior se muestra el flotador del acidómetro

Finalmente, es preciso señalar que en los acumuladores del tipo ion litio e ion litio polímero, la composición química del electrólito durante el proceso de carga o descarga permanece inalterada, debido a que los iones de litio no forman nuevos compuestos con el electrólito y por ende no se altera la densidad del mismo [3].

3.1.2 Magnitudes de acumuladores obtenidas mediante pruebas experimentales

A continuación se analizarán las características de los acumuladores de energía que se determinan por medio de pruebas experimentales. Estas son: capacidad, impedancia interna y el espectro en frecuencia.

3.1.2.1 Capacidad

La capacidad de un acumulador se define como la carga que es posible extraer de éste, en un proceso de descarga para un determinado nivel de corriente [36]. Sin embargo, si al acumulador se le extrae toda la carga que contiene en su interior, puede sufrir daños en las sustancias activas que lo conforman, es por ello que generalmente se define una capacidad útil [3], que es menor a la capacidad neta del acumulador, y que asegura que éste no sufra daños en las sustancias internas que lo conforman.

La capacidad útil se define como la carga que puede entregar la batería, durante un determinado periodo de tiempo, para una determinada corriente de descarga, de tal manera que la tensión en bornes al final de la descarga, sea igual o superior a una determinada tensión mínima admisible, la cual asegura que el acumulador no sufra daños por exceso de carga extraída [3].

Es importante mencionar que la capacidad de un acumulador no es constante y depende de muchos factores, tales como la temperatura, número de ciclos de carga /descarga, nivel de corriente de carga/descarga, entre otros. Debido a esto, es que a nivel comercial se hace alusión a la capacidad nominal del acumulador, la cual dice relación con la capacidad útil que puede entregar éste de manera que la tensión, medida en bornes, sea igual o superior a la tensión mínima comercial admisible.

La capacidad nominal se obtiene mediante una prueba de capacidad a temperatura, tiempo de descarga y tensión final por celda específicas. Para baterías de plomo ácido, existen principalmente dos normas para establecer estos parámetros. La primera de ellas, corresponde a la norma europea (EN) [48] y la segunda a la norma norteamericana (ANSI) [3] [49]. En la Tabla 10, se presentan las especificaciones de cada una de estas normas.

	EN	ANSI
Tiempo nominal de descarga	10 [h]	8 [h]
Tensión al final de la descarga	1.8 [V/cel]	1.75 [V/cel]
Temperatura nominal del acumulador	20°C	25°C

Tabla 10. Características norma europea (EN) y norteamericana (ANSI)

Para acumuladores de ion litio polímero no se registran normas estandarizadas.

En la Figura 15, Figura 16 y Figura 17, se muestran las pruebas de capacidad para un acumulador de ion litio polímero dadas por el fabricante. Dichas pruebas están en función de la corriente de descarga, temperatura, y número de ciclos de vida respectivamente.

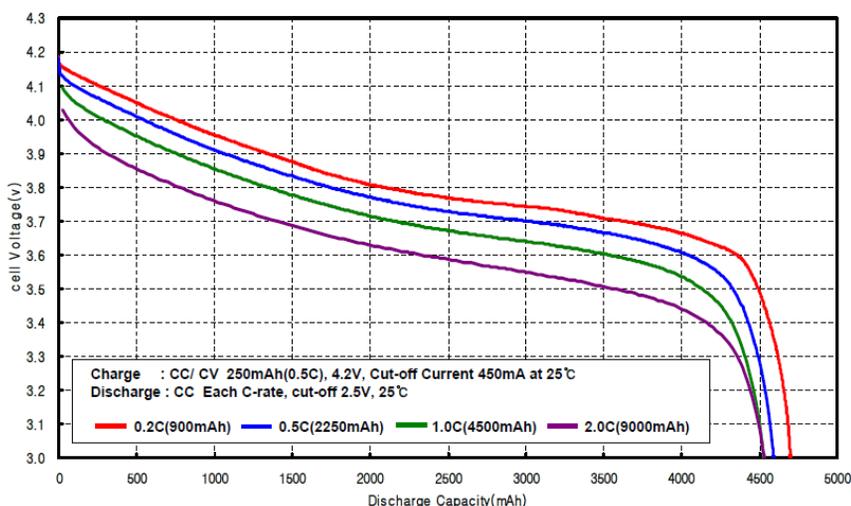


Figura 15. Prueba de capacidad para acumulador ion litio polímero en función de la corriente

En la Figura 15, es evidente que la capacidad de la celda varía con la corriente de descarga, más aún, se tiene que la capacidad aumenta con la disminución de dicha corriente. Luego, si se desea tener mayor capacidad que la nominal es aconsejable descargar la celda a una corriente menor que la nominal. Finalmente se concluye que la corriente de descarga tiene un efecto directo sobre la capacidad de la celda, esto es importante de considerar para realizar la modelación de un acumulador.

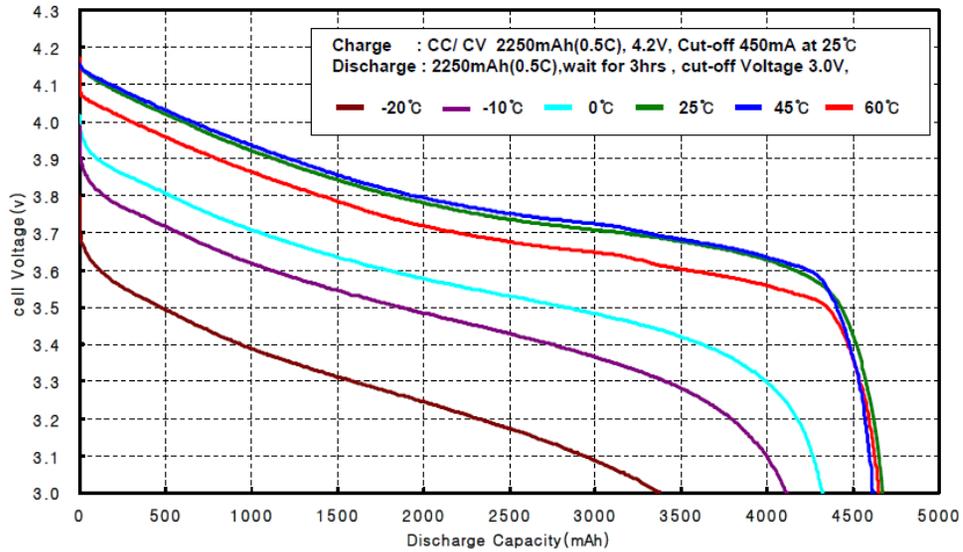


Figura 16. Prueba de capacidad de acumulador ion litio polímero

De la figura anterior, se encuentra que el efecto de la temperatura es muy importante sobre la capacidad de la celda. Se tiene que la capacidad de ésta disminuye bastante con la disminución de la temperatura, así por ejemplo, si se compara la capacidad a una temperatura de descarga de $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$, con otra a una temperatura de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, se encuentra que la primera disminuye su capacidad aproximadamente un 22% respecto de la segunda, porcentaje que es bastante considerable. De la Figura 15 y Figura 16, se concluye además, que el acumulador es más sensible a variaciones de temperatura que a variaciones de corriente.

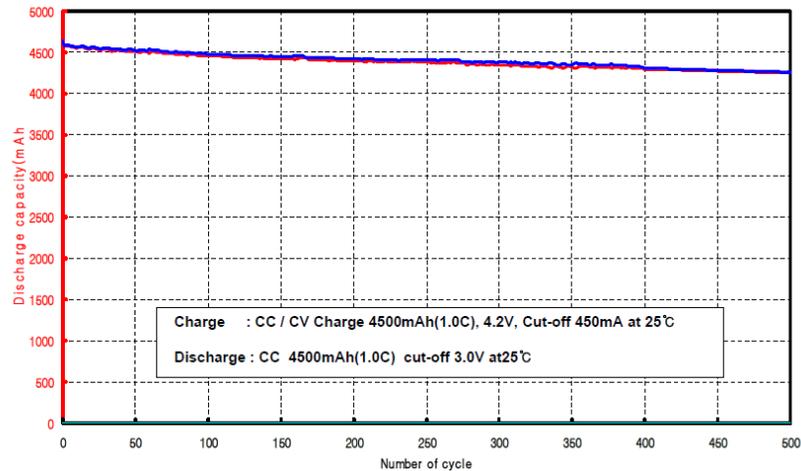


Figura 17. Prueba capacidad acumulador ion litio polímero

De la Figura 17, se observa que existe una dependencia de la capacidad del acumulador con el número de ciclos de vida, dicha dependencia parece ser lineal para

la celda analizada. Se tiene que la capacidad del acumulador al final de su vida útil (500 ciclos) es aproximadamente un 6% menor que la capacidad de una celda que está en el inicio de su vida útil.

Finalmente, es importante mencionar que si se midiera la capacidad que se extrae de un acumulador y se compara con la capacidad que se le inyectó previo a ser descargado, se encontraría que ambas no son iguales, más aún, se encontraría que la capacidad a la descarga es siempre menor que la capacidad a la carga, lo cual es evidencia de que parte de la corriente de carga se utiliza en procesos secundarios que tienen lugar dentro del acumulador. Basándose en esta situación, es que se define una eficiencia para los acumuladores, la cual es usualmente conocida con el nombre de eficiencia coulombica [35] [1], la que es la encargada de dar cuenta de este fenómeno. Es importante destacar que generalmente los procesos internos secundarios corresponden principalmente a la descomposición del electrólito en gas, o corrosión de los componentes del acumulador [35] [1].

3.1.2.2 Resistencia interna

A medida que los acumuladores reversibles se van descargando, disminuye la sustancia activa existente y disponible en la superficie de sus placas, la cual es remplazada por sustancia degradada [3]. Como consecuencia de ello, se tiene que la superficie conductora útil original de las placas es remplazada por moléculas de sustancia degradada, y por lo tanto, estas superficies ya no intervienen en la conducción eléctrica (ver Figura 18). Todo este fenómeno genera una resistencia interna propia del acumulador, la cual varía en el tiempo, y depende entre otros factores, de la temperatura del electrólito, corriente de carga/descarga, estado de carga y estado de salud. [35] [3]

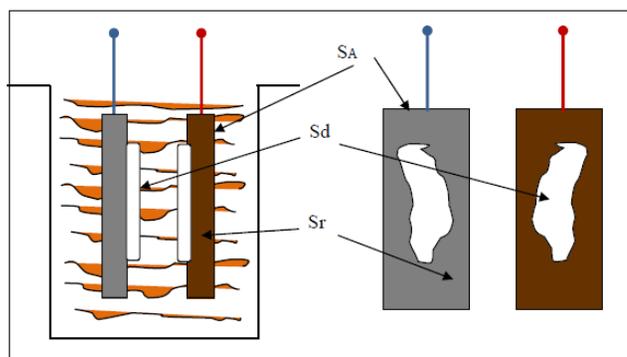


Figura 18. Formación de resistencia interna de un acumulador (imagen obtenida de [3])

Al cargar el acumulador, las placas reconstituyen su composición original y la resistencia interna empieza a aumentar hasta que adquiere el valor de la resistencia original que presentaba cuando éste estaba totalmente cargado.

De lo anterior, se desprende que teóricamente los acumuladores reversibles podrían descargarse y cargarse todas las veces que fuera necesario, sin embargo, en la

práctica, esto no es posible ya que durante estos procesos parte de las sustancias degradadas se desprenden de las placas o se disuelven en el electrólito, como consecuencia de esto, se tiene que la resistencia interna aumenta con el ciclaje del acumulador [3].

Es importante destacar que además de la resistencia antes mencionada, existe otra, que es denominada “resistencia de fuga natural del acumulador”, que se origina por el hecho que el solvente siempre presenta pequeñas cantidades de iones e impurezas, las que le brindan cierto grado de conductividad. Debido a esto, es que en los procesos de carga o descarga, e incluso en circuito abierto, se genera una corriente adicional dentro del acumulador, lo que constituye una carga adicional conectada en paralelo al consumo.

Las dos resistencias antes aludidas constituyen la resistencia interna del acumulador. Sin embargo, ya que la resistencia debida a las sustancias degradadas es mucho mayor que la resistencia de fuga, esta última usualmente se desprecia [3].

El valor de resistencia interna es del orden de los mili-ohms, los métodos más usuales para medirla son: con un puente de resistencias, con un divisor de corriente o con una medida a cuatro hilos [35]. De entre las tres, destaca la técnica de divisor de corriente para aplicaciones dinámicas de la batería.

3.1.2.3 Respuesta en frecuencia

El espectro en frecuencia de un acumulador brinda información del estado de éste [50]. Esta información está relacionada con características de la batería, tales como el SoC, el SoH, la temperatura, ciclos de vida, entre otros.

La respuesta en frecuencia del acumulador se determina con la técnica denominada espectroscopia de impedancia electroquímica (EIS) [50]. Esta técnica consiste en la aplicación de una tensión senoidal de frecuencia variable al sistema en estudio y registrar la respuesta en corriente de éste [51]. Una vez hecho lo anterior, se determina la impedancia a la frecuencia dada como el cociente entre la tensión aplicada y la corriente medida a la salida.

La forma más usual¹² de representar gráficamente los resultados de impedancia obtenidos de un ensayo de EIS, es mediante un diagrama de Nyquist, en el cual se representa la parte imaginaria multiplicada por -1, frente a la parte real [51]. En [47] se muestra el diagrama de Nyquist para un acumulador de plomo ácido, como se observa en la Figura 19.

¹² También puede usarse un diagrama de Bode.

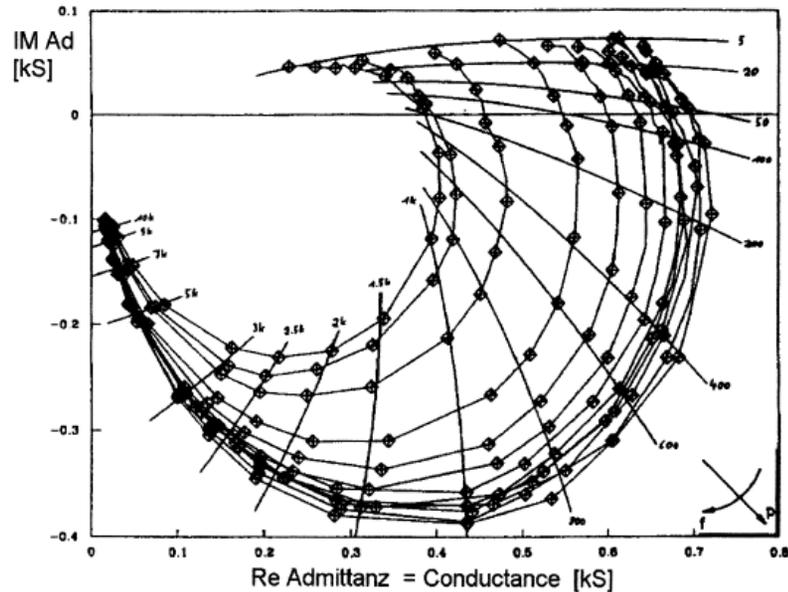


Figura 19. Diagrama de Nyquist de un acumulador de plomo ácido (imagen obtenida de [47])

Como se aprecia en la Figura 19, el barrido de frecuencia realizado para determinar la respuesta en frecuencia del acumulador de plomo ácido va desde los 10 kHz hasta los 5 Hz. Este amplio barrido se basa en el hecho de que para ciertas frecuencias, algunos de los procesos electroquímicos¹³ que tienen lugar dentro del acumulador se van a desarrollar en menor grado que otros, por lo cual es necesario determinar en torno a que frecuencias ocurre esto.

Una vez establecido el diagrama de Nyquist para el acumulador, es posible modelar las reacciones electroquímicas y los procesos que se desenvuelven dentro él mediante un modelo circuital, en el cual la determinación de los parámetros se hace mediante la información de este diagrama. La determinación de un modelo circuital a partir de la información brindada por EIS es uno de los enfoques más tradicionales que se utilizan.

3.1.3 Magnitudes de acumuladores que deben ser estimados

En esta sección se analizan las características de los acumuladores que no pueden ser medidas, y por tanto deben ser estimadas indirectamente en base a las magnitudes de los dos grupos anteriores. En esta categoría se encuentra el estado de carga de un acumulador (SoC) y el estado de salud (SoH). A continuación se detalla cada una de ellos.

¹³ Pérdidas debido a la resistencia del solvente, formación de sustancias degradadas, entre otras

3.1.3.1 Estado de carga (SoC)

El estado de carga indica la capacidad total del acumulador que todavía está disponible para ser entregada al sistema del cual forma parte [1]. Normalmente se expresa en forma de porcentaje, donde 100% indica que la totalidad de la capacidad del acumulador está disponible para ser utilizada, y 0% indica que ya no hay capacidad disponible en el acumulador [35].

Es importante mencionar que el SoC se determina con respecto a la capacidad instantánea del acumulador [36], esto debido a que como se vio en capítulos anteriores, la capacidad de un acumulador no es fija, sino que depende de muchos factores. Sin embargo, en muchos trabajos se simplifica el problema, determinando el SoC en base a la capacidad nominal de la batería.

Junto con el SoC, se define la profundidad de descarga de un acumulador (DoD, *depth of discharge*, por su sigla en inglés), la cual indica cuanta energía se ha extraído del acumulador con respecto a su capacidad instantánea [36], evidentemente se tiene que $SoC = (100 - \%DoD)$.

El SoC se relaciona con otras magnitudes de los acumuladores, en particular con el voltaje de circuito abierto, con la densidad del electrolito y con la resistencia interna [35] [36] [3], no obstante, en aplicaciones dinámicas, medir estas magnitudes resulta prácticamente imposible [36], motivo por el cual se hace necesaria su estimación en base a características más fáciles de medir, como son por ejemplo: tensión, corriente y temperatura.

3.1.3.2 Estado de salud (SoH)

Debido a las reacciones químicas secundarias que tienen lugar dentro del acumulador, tales como, corrosión, sulfatación o pérdida de agua¹⁴, es que los elementos que componen las celdas electroquímicas van sufriendo daños [35], lo que se traduce en la variación de los parámetros que la describen [35], especialmente en la impedancia interna [3]. Debido a esto, se vuelve necesario añadir un indicador que dé cuenta de este fenómeno, es decir que muestre el estado de salud o SoH del acumulador.

El SoH es por tanto un indicador que señala el punto que ha alcanzado el acumulador en su ciclo de vida, esto en relación a un acumulador nuevo. Al igual que para el SoC, el SoH generalmente se expresa en porcentaje que indica la fracción de los ciclos de vida que aún le quedan por brindar [52].

El SoH, se ve afectado por varios factores, entre los más importantes se encuentra la corriente de carga/descarga, la temperatura, la profundidad de descarga (DoD), la forma en que se ha cargado, exceso de carga, exceso de descarga, condiciones de almacenamiento y duración de éste.

¹⁴ En baterías de plomo ácido

3.2 Enfoques para la modelación de baterías

En la literatura [53] [54] [50], es posible encontrar diversos tipos de enfoques para la modelación de acumuladores de energía. Algunos son desarrollados en el dominio del tiempo, otros en el dominio de la frecuencia. Algunos pueden ser representados en forma circuital ya sea en corriente continua o alterna. Los enfoques pueden además incorporar cierta incertidumbre en la modelación o pueden estar basados en algún sistema de aprendizaje supervisado, como redes neuronales o lógica difusa por ejemplo.

Como se desprende del párrafo anterior, existen una amplia gama de enfoques para modelar acumuladores de energía, motivo por el cual éstos se agrupan según las categorías presentadas en la Tabla 11.

Enfoque	Características
Modelos electroquímicos	Representación de reacciones electroquímicas, termodinámicas y de construcción del acumulador
Modelo circuital en continua	Representación de procesos electroquímicos del acumulador en el dominio eléctrico DC
Modelo circuital en alterna	Representación de procesos electroquímicos del acumulador en el dominio eléctrico AC
Modelos tipo caja negra	En base a datos de entrada-salida, generan un modelo de la batería
Modelos estocásticos	La modelación se asume que es un proceso estocástico, tipo cadena de Markov.
Modelos heurísticos	Se representa alguna característica del acumulador por medio de una heurística

Tabla 11. Enfoques para la modelación de acumuladores de energía

A continuación se analiza cada uno de los enfoques presentados en la Tabla 11.

3.2.1 Modelos electroquímicos

Estos modelos están basados en la representación de reacciones electroquímicas y procesos termodinámicos que tienen lugar dentro del acumulador, además de las características de la construcción física del mismo [53]. Es por ello que este tipo de modelación resulta ser muy precisa, ya que la modelación es a nivel microscópico [54]. Generalmente estos modelos están compuestos por sistemas acoplados de ecuaciones diferenciales no lineales [50], lo que implica que las simulaciones necesiten horas o incluso días para llevarse a cabo, por esta razón, es que una implementación en tiempo real resulta imposible [50]. Otra desventaja de este enfoque es que la modelación realizada sólo es válida para el acumulador analizado [53].

En suma, este enfoque es capaz de tomar muchos fenómenos en cuenta, tales como las variaciones de la capacidad con el perfil de corriente, efectos térmicos, efectos de construcción y efectos de recuperación del acumulador [53]. Por esta razón, es que este enfoque es considerado el más preciso de todos los aquí tratados. Desafortunadamente también resulta ser el más costoso computacionalmente [53] [50].

J.Newman desarrolla un modelo electroquímico isotérmico para describir la carga y descarga de una batería [55] [54]. Para derivar las ecuaciones diferenciales utiliza la teoría de concentración de soluciones, aplicada a concentraciones de litio, densidad de corriente, y distribución de temperatura en la batería. Posteriormente D.Rakhmatov simplifica el modelo de Newman para trabajar en una dimensión [56] [54]. Finalmente en [57] se modela una batería de litio. Los autores proponen la existencia de dos tipos de modelos, el primero de ellos se encarga de representar el rendimiento electroquímico de la batería, mientras que el segundo modela el comportamiento térmico. El desarrollo detallado de este planteamiento está presente en [58].

3.2.2 Modelo circuital en continua

Este enfoque se basa en el traslado de los procesos internos del acumulador, al dominio eléctrico DC [54] . Esto por medio de modelos que utilizan una combinación de resistencias, capacitancias, fuentes de voltaje y fuentes de corriente [50].

Este enfoque resulta ser el más adecuado cuando se desea simular computacionalmente la batería junto al sistema del cual forma parte [50]. Esto debido a la naturaleza eléctrica del modelo.

Hay que mencionar además, que existen modelos que son capaces de representar el comportamiento del acumulador frente a perfiles de descarga variables, representar las variaciones de la capacidad del acumulador, y tomar en cuenta efectos térmicos [53]. Sin embargo, ninguno de los modelos conocidos hasta el momento toma en cuenta los efectos de recuperación. Esencialmente, este efecto se presenta en perfiles de descarga con tiempos de inactividad, se caracteriza por un aumento de la capacidad del acumulador en los periodos de descanso con respecto a la que presentaba inmediatamente antes de entrar en esa situación [53].

Pese a lo anterior, los modelos circuitales son muy utilizados en la actualidad, ya que además de los aspectos favorables antes señalados, ofrece un excelente compromiso entre complejidad y precisión [35], y brinda la posibilidad de analizar diversas tecnologías de acumuladores por medio de *softwares* de simulación eléctrica [53].

En [59], se brinda una buena categorización de los diversos modelos circuitales, la cual señala que esencialmente existen tres tipos, el primero de ellos sólo representa la características tensión-corriente del acumulador, mientras que el segundo da cuenta del tiempo de vida (*runtime*) del acumulador, y finalmente el último se basa en el espectro de impedancia de la batería para obtener el equivalente AC del mismo. En la Tabla 12, se presentan las principales características de cada tipo de modelo.

Capacidad de predicción	Modelo V-I	Runtime	Modelo AC
DC	no	si	no
AC	limitada	no	si
Transciende	si	limitada	limitada
Tiempo de vida	no	si	no

Tabla 12. Características principales modelos circuitales

3.2.3 Modelo circuital en alterna

El principio de este tipo de modelación es el mismo que para el caso continuo, la única diferencia es que en este caso el objetivo es determinar un circuito equivalente del acumulador en alterna. Al trasladar la perspectiva al dominio eléctrico AC, se introducen además los conceptos de impedancia, frecuencia y fase [35]. Estos tipos de modelos permiten simular con gran precisión la respuesta transitoria del acumulador, como son por ejemplo: arranques de motores, incidencia de la conexión/desconexión de cargas, problemática de cortocircuitos y circuitos abiertos, entre otros [50]. Otra ventaja de este enfoque es que al utilizar características de impedancia, se tiene cierta información del estado general del acumulador, debido a que esta es dependiente del SoC, SoH, temperatura [50], entre otras.

La desventaja de este tipo de modelación es que es poco eficiente para simular respuestas del acumulador en régimen permanente, ya que para hacerlo se hace necesario invertir recursos en una gran cantidad de cálculos. [35]

En [50], se presenta un completo modelo eléctrico (ver Figura 20), el cual intenta caracterizar los fenómenos electroquímicos que tiene lugar dentro de un acumulador de ion litio, sin embargo, otras tecnologías de acumuladores también pueden ser caracterizadas con éste.

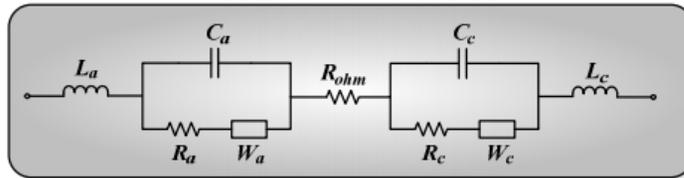


Figura 20. Modelo eléctrico en AC (Imagen obtenida de [50])

En [59], también se presenta un modelo en alterna, el cual es esquematizado en la Figura 21.

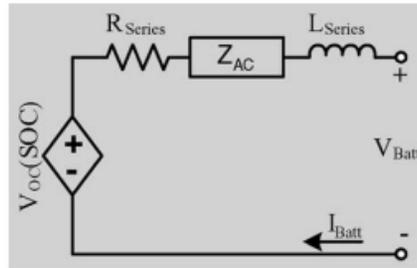


Figura 21. Modelo eléctrico en AC (Imagen obtenida de [50])

3.2.4 Modelos tipo caja negra

Este enfoque es importante ya que permite realizar una modelación, sin la necesidad de tener conocimiento de la dinámica de la batería. Su formulación se basa en analizar la respuesta del sistema, frente a diferentes condiciones de trabajo, y en base a esta información, formular un modelo que tiene la capacidad de adaptarse al cambio y de aprender de la experiencia. En la literatura se han utilizado métodos como redes neuronales y lógica difusa para formular la modelación en base a la información disponible del sistema.

Estos métodos generalmente utilizan como entrada la corriente que entra o sale de la batería, la temperatura de éstas, entre otras características. La salida usual, corresponde a la tensión en bornes o al estado de carga.

Las redes neuronales y lógica difusa, si bien ofrecen una buena relación entre complejidad y precisión [35], presentan tres desventajas importantes. La primera de ellas, es que estos enfoques se ven condicionados por los datos utilizados para su implementación. La segunda, es que no existe un sentido físico en la formulación de sus ecuaciones y la tercera, radica la necesidad de contar con un gran número de datos experimentales para entrenar la red en el caso de redes neuronales, y para establecer las reglas difusas, en el caso de lógica difusa.

3.2.5 Modelos estocásticos

Este enfoque es un cambio de paradigma de acuerdo a los anteriormente analizados, ya con él se abandonan los sistemas determinísticos para pasar a sistemas caracterizados con incertidumbre, en los cuales la característica a modelar pasa a ser un proceso estocástico.

Este enfoque basa su desarrollo en cadenas de Markov en tiempo discreto, la cual es un tipo especial de proceso estocástico, en el que la probabilidad de que ocurra un evento depende del evento inmediatamente anterior, es decir, este tipo de proceso estocástico “recuerda” el ultimo evento y esto condiciona las posibilidades de los eventos futuros.

En [60], se propone un modelo estocástico para representar los efectos de recuperación del acumulador, cuando a éste se le aplica un pulso de descarga. Posteriormente en

[61], se generaliza este modelo para incorporar los efectos de la tasa de corriente sobre la capacidad de la batería. En dicha formulación, la carga se expresa como una demanda estocástica conformada por unidades de carga. Ambos modelos están basados en la construcción de una cadena de Markov de tiempo discreto.

Más trabajos relacionados con este enfoque, se encuentran disponibles en las siguientes referencias: [54] [62] [63] [64].

3.2.6 Modelos heurísticos

Este tipo de modelos utilizan una heurística para modelar una característica específica de la batería [50]. Los elementos de ésta se determinan por medio de un ajuste de parámetros de tal modo que los resultados coincidan con las mediciones [54].

Las heurísticas utilizadas generalmente dan cuenta de la capacidad del acumulador y de su tiempo de vida [53]. Si bien, esta modelación es sencilla de realizar, resulta ser muy imprecisa, y debe ser utilizada sólo en aplicaciones donde interesa tener un orden de magnitud de la característica modelada [54].

Las heurísticas más comunes corresponden a la ecuación de Peukert [50] [53] [54], la modelación de la eficiencia del acumulador [54], y el modelo de Weibull [54].

La ecuación de Peukert, expresa la relación no lineal existente entre la capacidad del acumulador y la tasa de corriente de descarga [53]. El modelo de eficiencia da cuenta de la relación entre el tiempo de vida de la batería con distintas distribuciones de corriente. Finalmente el modelo de Weibull dice relación con un método estadístico para modelar el comportamiento del acumulador en el estado de descarga. Mayor información acerca de estas heurísticas se encuentra disponible en: [50] [53] [54].

3.3 Modelos fenomenológicos para acumuladores de energía

Como se apreció en la sección anterior, existen diversos enfoques para modelar las baterías. En particular, esta investigación centra su análisis la modelación de la batería mediante modelos circuitales.

A continuación se darán a conocer los modelos más usuales para representar el comportamiento de las baterías. Por cada uno de ellos, se presenta su formulación circuital, su forma analítica en tiempo discreto, además de sus ventajas y desventajas.

3.3.1 Modelo de Thevenin capa simple

Este modelo es una simplificación de los procesos electroquímicos que tienen lugar dentro de la batería [65], su característica principal es que tiene una representación en base a elementos eléctricos, tal como se presenta en la Figura 22.

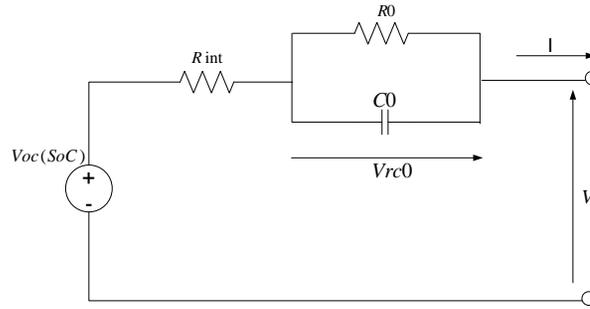


Figura 22. Modelo de Thevenin

En la Figura 22, R_{int} corresponde a la resistencia interna del acumulador; C_0 a la capacitancia entre las placas de los electrodos y R_0 a la resistencia no lineal debida la resistencia de contacto entre las placas de los electrodos y el electrólito [66] [36].

La fuente de tensión V_{oc} tiene un carácter lineal [66] [36] para acumuladores de plomo ácido y carácter no lineal para acumuladores de ion litio [65].

La Ecuación 1 y la Ecuación 2, muestran el modelo de Thevenin de capa simple (en tiempo discreto). En ellas se asume que la corriente es positiva para la carga y negativa para la descarga. El parámetro T corresponde al periodo de muestreo.

$$V_{k+1}^{rc0} = V_k^{rc0} e^{-\frac{T}{R_0 C_0}} + I_k R_0 (1 - e^{-\frac{T}{R_0 C_0}}) \quad \text{Ecuación 1}$$

$$V_k = V_{oc}(SoC) + I_k R_{int} + V_k^{rc0} \quad \text{Ecuación 2}$$

Las principales desventajas del modelo de Thevenin es que asume que los valores de las resistencias y las capacitancias son constantes, siendo que en la realidad dependen del estado de carga, tasa de descarga, edad de la batería y temperatura. Otra desventaja es que no permite tener información acerca de la vida útil del acumulador.

Su principal ventaja es que por su naturaleza circuital, es fácil de implementar en softwares de simulación.

En [67] se trabaja con una variante del modelo de Thevenin, el cual presenta dos resistencias internas, una para el proceso de carga (R_c) y otra para el proceso de descarga (R_d). (Ver Figura 23)

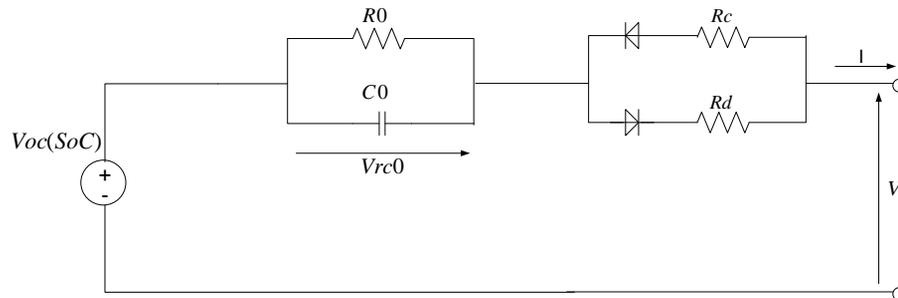


Figura 23. Variante del modelo de Thevenin

Las ecuaciones en tiempo discreto del modelo presentado en la Figura 23, se muestran a continuación.

$$V_{k+1}^{rc0} = V_k^{rc0} e^{-\frac{T}{R_o C_o}} + I_k R_o (1 - e^{-\frac{T}{R_o C_o}}) \quad \text{Ecuación 3}$$

$$V_k = \begin{cases} V_{oc}(SoC) + I_k R_c + V_k^{rc0} & \text{si } I > 0 \quad (\text{carga}) \\ V_{oc}(SoC) + I_k R_d + V_k^{rc0} & \text{si } I < 0 \quad (\text{descarga}) \end{cases} \quad \text{Ecuación 4}$$

Este modelo presenta las mismas características y limitaciones que el modelo original de Thevenin, la mejora sustancial está en que se realiza una diferenciación entre la resistencia de carga (R_c) y descarga (R_d), lo que mejora su desempeño.

3.3.2 Modelo Thevenin doble capa

Al modelo de Thevenin es posible agregarle “n” ramas RC, con lo cual mejora notablemente su desempeño, con el costo de aumentar su complejidad. En relación a lo anterior, en [68] se sugiere que con dos ramas RC es posible caracterizar los efectos de polarización y difusión que tienen lugar en el interior de los acumuladores de energía. Este modelo es mostrado en la Figura 24.

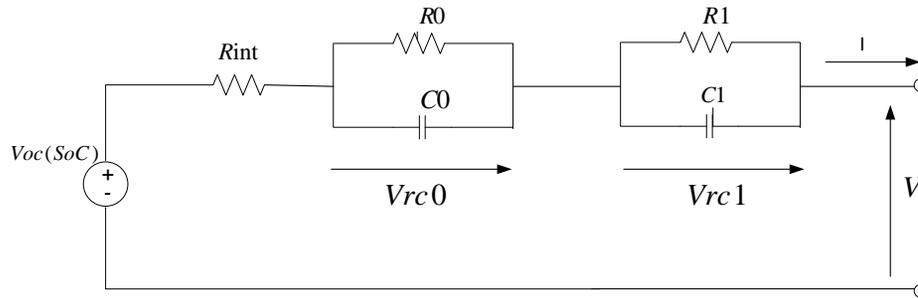


Figura 24. Modelo Thevenin doble capa

En la Figura 24, se tiene que una rama RC representa los fenómenos de polarización, mientras que la rama restante es la encargada de representar los fenómenos de difusión.

Las ecuaciones en tiempo discreto del modelo de Thevenin de capa doble son las siguientes.

$$V_{k+1}^{rc0} = V_k^{rc0} e^{-\frac{T}{R_o C_o}} + I_k R_o (1 - e^{-\frac{T}{R_o C_o}}) \quad \text{Ecuación 5}$$

$$V_{k+1}^{rc1} = V_k^{rc1} e^{-\frac{T}{R_1 C_1}} + I_k R_1 (1 - e^{-\frac{T}{R_1 C_1}}) \quad \text{Ecuación 6}$$

$$V_k = V_{oc} SoC + I_k R_{int} + V_k^{rc0} + V_k^{rc1} \quad \text{Ecuación 7}$$

El modelo de Thevenin doble capa, al igual que el de capa simple presenta la desventaja de asumir los valores de sus elementos como constantes. Además de no ser capaz de representar el tiempo de vida útil de la batería.

Las dos capas, permiten representar una mayor cantidad de fenómenos que el modelo de Thevenin de capa simple. Motivo por el cual su desempeño es mejor que este último.

3.3.3 Modelo Thevenin *Runtime*

En [59], se presenta una nueva formulación del modelo de Thevenin, que tiene la particularidad de poder representar el tiempo de vida útil del acumulador. La formulación circuital es presentada en la Figura 25.

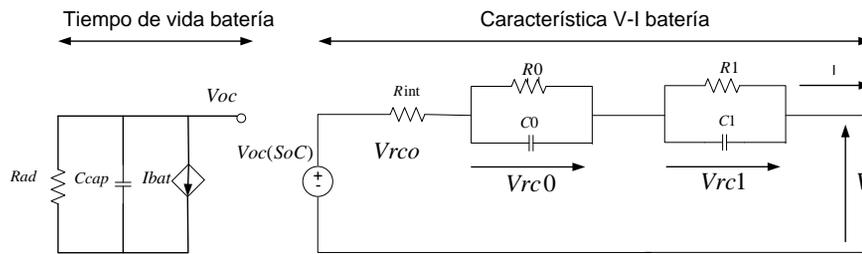


Figura 25. Modelo Thevenin *runtime*

En la Figura 25, se tiene que la rama de la derecha corresponde al modelo de Thevenin de capa simple, el cual, es el encargado de representar la característica V-I de la batería. Por otro lado, la rama de la izquierda es la encargada de representar la pérdida de capacidad del acumulador debida a los ciclos de uso. En dicha rama, R_{ad} corresponde a la resistencia de auto descarga propia del acumulador, C_{ap} se relaciona con la capacidad nominal la batería, y la fuente de corriente representa la corriente que circula por el acumulador.

La ventaja de esta formulación sobre las anteriormente presentadas es que permite representar la degradación del acumulador con los ciclos de vida. En [59], se determinan los parámetros de este modelo en función del estado de carga, además en [39], se brinda una completa formulación referente a la obtención de estos parámetros en forma experimental.

3.3.4 Modelo Shepherd

En [69], se propone un modelo matemático para representar la tensión en bornes del acumulador en función del estado de carga y de la corriente. Esto para regímenes de carga y descarga realizados a corriente constante. El modelo está dado por la Ecuación 8.

$$V = V_o + \frac{k}{1 - SoC} I + RI - sgn(I)Ae^{-BSoC} \quad \text{Ecuación 8}$$

Donde V_o representa la tensión electroquímica de la batería, k la pendiente de la curva de polarización, R la resistencia interna y A y B corresponden a constantes para ajustar los datos experimentales.

Generalmente en este modelo se desprecia la parte exponencial debido a que su contribución es sólo para explicar la caída inicial de tensión en la batería. (Ver Figura 26)

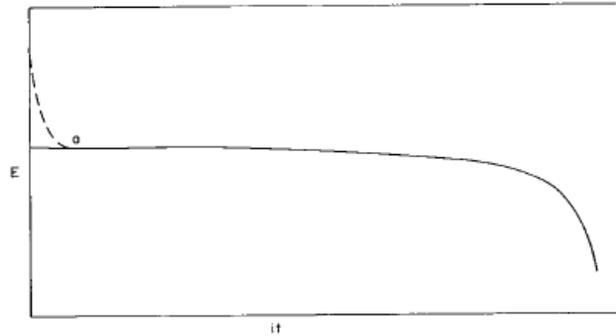


Figura 26. Contribución parte exponencial del modelo de Shepherd (imagen obtenida de [69])

Según se aprecia en la Figura 26, se plantea el siguiente modelo simplificado dado por la Ecuación 9.

$$V_b = V_{oc} + \frac{k}{SoC} I + RI \quad \text{Ecuación 9}$$

La desventaja de este modelo es que sólo es aplicable a perfiles de carga y descarga constantes. Por otro lado, en [70] se señala que su desempeño en los procesos de descarga y sobrecarga no es bueno. Motivados por este hecho, amplían su formulación para estas zonas, además de incorporar los efectos de la temperatura, con lo cual se origina el modelo de Copetti y Chenlo, el que es explicado a continuación.

3.3.5 Modelo de Copetti y Chenlo

Como se mencionó anteriormente, este modelo es una ampliación del modelo de Shepherd, el cual corrige los problemas de éste en las zonas de carga y sobrecarga, además de incluir los efectos de la temperatura. Este modelo posteriormente es afinado en [35], ya que presentaba una discontinuidad en la transición al pasar del estado de carga al estado de descarga.

La batería se modela como una fuente de tensión $V_{oc}(t)$ y una resistencia interna variable $R(t)$. La fuente de tensión representa la relación entre la tensión de circuito abierto y el estado de carga del acumulador, mientras que la resistencia representa la oposición al flujo de corriente que presenta el acumulador debido a los fenómenos electroquímicos que tiene lugar en su interior. El esquema de este modelo es mostrado en la Figura 27.

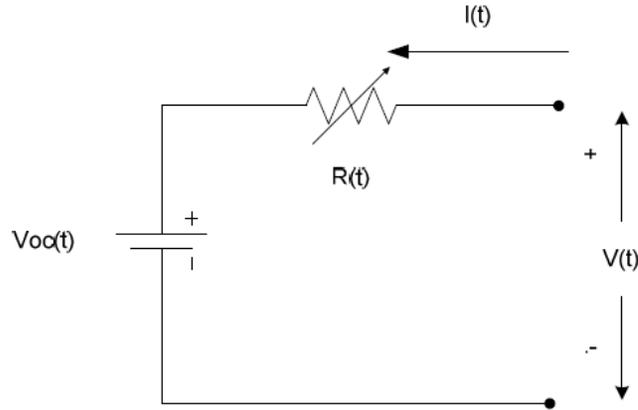


Figura 27. Esquemático modelo Copetti y Chenlo

Para la formulación del modelo se asume que los elementos tienen la siguiente dependencia.

$$R = f(I(t), SoC(t), T) \quad \text{Ecuación 10}$$

$$V_{oc} = f(SoC(t)) \quad \text{Ecuación 11}$$

El SoC, se determina en base a una capacidad instantánea y una factor de eficiencia [35] [36] [70]. La capacidad instantánea depende de la corriente y la temperatura, mientras que el factor de eficiencia depende solamente de la corriente.

La ecuación para el estado de carga, la capacidad instantánea y el factor de eficiencia se muestran a continuación.

$$SoC(t) = \frac{1}{C(t)} \int_{-\infty}^t \eta(w) I(w) dw \quad \text{Ecuación 12}$$

Donde $C(t)$, corresponde a la capacidad instantánea de la batería (dada por la Ecuación 13), y $\eta(w)$ hace alusión a la eficiencia coulombica dada por la Ecuación 14.

$$C(t) = \frac{C_n C_c}{1 + A_c \left[\frac{I(t)}{I_n} \right]^{B_c}} (1 + q_{1c} \Delta T + q_{2c} \Delta T^2) \quad \text{Ecuación 13}$$

En la Ecuación 13, se tiene que C_n corresponde a la capacidad nominal de batería (en [AH]), I_n dice relación con la corriente nominal de descarga asociada a C_n , ΔT hace alusión a la variación de temperatura con respecto a la temperatura de referencia. Finalmente C_c , A_c , B_c , q_{1c} , q_{2c} , son parámetros del modelo.

$$\eta(t) = \begin{cases} 1 & I(t) < 0 \quad (\text{descarga}) \\ 1 - e^{\frac{E_a}{I t} - [1 - SoC(t)]} & I(t) > 0 \quad (\text{carga}) \end{cases} \quad \text{Ecuación 14}$$

En la Ecuación 14, I_{10} corresponde a la corriente de descarga tal que la batería demora 10 [hr] en descargarse, es decir, la corriente asociada a la capacidad a 10 [hr] de la batería (C_{10}). Esta información está disponible en el *datasheet* de la batería. Finalmente E_a y E_b , son parámetros del modelo de eficiencia.

La formulación del modelo divide la operación del acumulador en cuatro zonas de operación, una para la carga, otra para la descarga, una zona de transición y una zona de sobrecarga. Las ecuaciones de las tres primeras zonas son presentadas a continuación. La ecuación de la zona restante se puede obtener de [35] [36] [70].

Zona de descarga

$$V_d(t) = V_{0d} - K_{0d}(1 - SoC(t)) - \frac{|I(t)|}{C_{10}} \left[\frac{P_{1d}}{1 + |I(t)|^{P_{2d}}} + \frac{P_{3d}}{SoC(t)^{P_{4d}}} + P_{5d} \right] (1 - q_d T) \quad \text{Ecuación 15}$$

En la Ecuación 15, el término $[V_{0d} - K_{0d}(1 - SoC(t))]$, es el encargado de modelar la curva SoC v/s V_{oc} de la batería. Los parámetros P_{1d} , P_{2d} , P_{3d} , P_{4d} , y P_{5d} son coeficientes de pérdida asociados a la resistencia interna, C_{10} corresponde a la capacidad a 10 horas del acumulador, y finalmente q_d , relaciona el modelo con la temperatura.

Zona da carga

$$V_c(t) = V_{0c} + K_{0c}SoC(t) + \frac{|I(t)|}{C_{10}} \left[\frac{P_{1c}}{1 + |I(t)|^{P_{2c}}} + \frac{P_{3c}}{(1 - SoC(t))^{P_{4c}}} + P_{5c} \right] (1 - q_c T) \quad \text{Ecuación 16}$$

En la Ecuación 16, el término $[V_{0c} + K_{0c}SoC(t)]$, es el encargado de modelar la curva SoC v/s V_{oc} de la batería. Los parámetros P_{1c} , P_{2c} , P_{3c} , P_{4c} , y P_{5c} son coeficientes de pérdida asociados a la resistencia interna, C_{10} corresponde a la capacidad a 10 [hr] del acumulador, y finalmente q_c , relaciona el modelo con la temperatura.

Zona de transición

Para evitar problemas numéricos en [35] se define una zona de transición continua entre la zona de carga y la zona de descarga (Ver Ecuación 17). Dicha zona define un umbral $|I_d|$ tal que cuando la magnitud de la corriente es menor que el umbral, entonces la batería opera en la zona de transición.

$$V_t(t) = \left[\frac{V_c |I_d| - V_d |I_d|}{2I_d} \right] I(t) + \frac{V_c |I_d| + V_d |I_d|}{2} \quad \text{Ecuación 17}$$

La ventaja del modelo de Copetti y Chenlo es que toma en cuenta los efectos de la temperatura sobre el sistema. En [36], se realiza una comparación entre el desempeño de este modelo y el de Thevenin de capa simple, esto, con la información del banco de baterías presente en la micro-red Huatacondo. En este trabajo se encontró que el desempeño del modelo de Copetti es mejor que el de Thevenin. Sin embargo, la desventaja de éste es que divide la respuesta del acumulador en zonas de operación, por lo cual, su implementación es complicada en la práctica.

3.3.6 Modelo Plett

En [71], se combina el modelo de Shepherd junto con otros para dar origen al siguiente modelo dinámico de la batería, el cual depende del estado de carga y de la corriente.

$$V_k = V_{oc} - R_{int}I_k - \frac{K_1}{SoC_k} - K_2SoC_k + K_3 \ln SoC_k + K_4 \ln(1 - SoC_k) \quad \text{Ecuación 18}$$

Donde R_{int} representa la resistencia interna de la batería, V_{oc} corresponde a la tensión de circuito abierto, K_1 modela los efectos de la resistencia de polarización y K_2, K_3, K_4 son constantes que se determinan por medio de algún método de ajuste de parámetros.

La desventaja de esta formulación es que no modela los efectos de la temperatura sobre el sistema, además de que algunos de sus parámetros no tienen significado físico.

Una de las ventajas de este modelo es que es dependiente del estado de carga del acumulador, además de que es lineal en los parámetros, por lo cual la identificación resulta relativamente sencilla.

3.3.7 Modelo circuital 1

En [72] [73], se presenta un modelo circuital para baterías como el mostrado en la Figura 28, el cual se compone de una fuente ideal de tensión (V_{oc}), tres resistencias (una para la carga (R_c), otra para la descarga (R_d) y una resistencia interna (R_b)), y un capacitor (C), el que es llamado de polarización ya que es el encargado de modelar la difusión química del electrolito dentro de la batería.

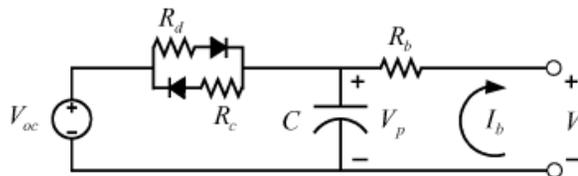


Figura 28. Esquemático modelo circuital 1 (Imagen obtenida de [72])

Notar que este modelo divide la resistencia interna, en una resistencia constante (R_b), y una diferenciada para la carga (R_c) y para la descarga (R_d). La suma de ambas, corresponde a la modelación de la resistencia interna neta.

Al igual que los modelos antes presentados, esta formulación asume que los valores de sus elementos son invariantes en el tiempo, lo cual no es cierto. Además de lo anterior, se tiene el inconveniente de tener una ecuación para cada estado del sistema, esto es, una para la carga y otra para la descarga.

3.3.8 Modelo circuital 2

En [74] [75], se utiliza un modelo que posee una representación circuital, la que consiste en una capacitancia que da cuenta de la capacidad del acumulador de almacenar carga (C_{bulk}), un condensador que representa los efectos de difusión dentro de la batería ($C_{surface}$), una resistencia superficial (R_s), una de contacto (R_t), y una resistencia final (R_e). El esquema de este modelo es presentado en la Figura 29.

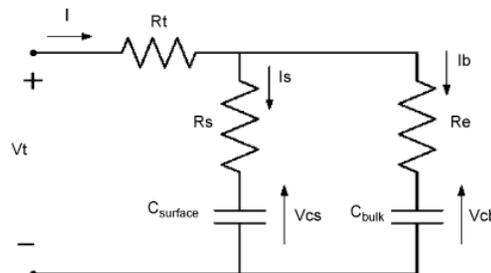


Figura 29. Esquemático modelo circuital 2 (Imagen obtenida de [74])

3.4 Discusión

En este capítulo se abordaron las principales características e indicadores asociados a acumuladores de energía. Luego se pusieron de manifiesto los distintos enfoques que existen en la actualidad para realizar su modelación. Finalmente, se concluyó el capítulo con el estado del arte referente a modelos fenomenológicos utilizados para representar a los acumuladores de energía.

La determinación de un modelo para la batería en estudio, es un paso hacia el objetivo final de determinar el estado de carga. Es por este motivo que una vez establecido el modelo, es posible utilizar éste, junto con algún método de estimación (filtro de Kalman o filtro de partículas), para determinar el SoC del acumulador.

En el siguiente capítulo, se examinan los distintos métodos empleados para la determinación del SoC. Es importante destacar que muchos de ellos utilizan como modelo del acumulador alguno de los presentados en este capítulo.

Capítulo 4. Métodos para la determinación del SoC en acumuladores de energía

En este capítulo se presentan los distintos métodos que existen para determinar el estado de carga en acumuladores de energía. Además, se brinda una completa revisión del estado del arte referente a la determinación del SoC en base a lógica difusa y se propone la estructura del modelo difuso propuesto en esta investigación.

Luego de una extensa revisión bibliográfica, se encuentra que los principales métodos de estimación de SoC para acumuladores de energía son los siguientes:

- Método de medición de la densidad del electrolito
- Método del voltaje de circuito abierto
- Interpretación heurística de curvas medidas al acumulador
- Método de la integral de la corriente
- Método de la impedancia espectroscópica
- Método de la resistencia interna
- Filtro de Kalman
- Filtro de partículas
- Redes neuronales
- Lógica difusa

Para cada uno de ellos, se presentan sus ventajas y desventajas, además de los trabajos publicados basados en ellos.

4.1 Método de medición de la densidad del electrolito

Este método sólo es aplicable a acumuladores de plomo ácido del tipo VRLA (*valve regulated lead acid*) [3] [47], en los cuales se tiene acceso al electrolito. Este método se basa en el hecho de que existe una relación lineal entre la densidad del electrolito y el estado de carga del acumulador [47] [3] [36]. La densidad se puede medir de manera directa con un acidómetro, o bien de manera indirecta mediante métodos que miden la concentración de iones en el electrolito, la viscosidad, o la conductividad [47].

Los problemas asociados a esta técnica ocurren durante el proceso de carga, donde la densidad del electrolito no es uniforme, debido a que existe una estratificación de éste [3], además de una pérdida de agua [47]. Debido a esto, es que para que este método sea realmente efectivo y confiable, la medición de la densidad debe ser realizada durante el proceso de descarga [36]. Otro inconveniente se debe a que los sensores utilizados para la medición continua, tienen un costo elevado [36].

Al utilizar este método, hay que tener presente que el valor de la densidad del electrolito debe ser corregido por temperatura. Para medir esta magnitud se recomienda utilizar un termómetro de alcohol, ya que con esto se elimina el riesgo de dejar inutilizable la batería ante un eventual rompimiento del termómetro dentro ella. Esto último, se debe

que el alcohol no reacciona químicamente con el electrolito cosa que si ocurre con el mercurio.

Las características de este método son presentadas en la Tabla 13.

Aplicación	Solo Acumuladores plomo ácido del tipo abierto (VRLA)
Principio funcionamiento	Se basa en la existencia de una relación lineal entre la densidad del electrolito y el SoC
Aplicación	Sistemas donde el acumulador tenga periodos de reposo
Ventajas	Fácil aplicación
Desventajas	Es muy caro para ser implementado en tiempo real

Tabla 13. Tabla resumen método de medición de la densidad del electrolito

4.2 Método de voltaje de circuito abierto

Este método puede ser aplicado a todas la tecnologías de acumuladores. Asume que existe una relación entre el voltaje de circuito abierto (V_{oc}) y el estado de carga del acumulador (SoC). Esta dependencia es de carácter lineal para acumuladores del tipo plomo ácido [47] [3] [46] [36], y de carácter no lineal para acumuladores del tipo ion litio [3] [46]. Para aplicarlo, solo basta con mapear la curva SoC v/s V_{oc} .

Pese a su simplicidad, este método sólo puede ser aplicado en situaciones donde el acumulador está sometido a largos periodos de descanso [71]. Sin embargo, al combinarlo con otros (como el de la integral de la corriente por ejemplo [47]), es posible aplicarlo en aplicaciones dinámicas.

Algunas desventajas radican en que el voltaje de circuito abierto es dependiente de la temperatura¹⁵ [71], de la historia de la batería, y además presenta efectos de histéresis. Lo que afecta el mapeo de la curva SoC v/s V_{oc} , y evidentemente el desempeño del método.

Las características de este método se muestran en la Tabla 14.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Se basa en la existencia de una relación entre el V_{oc} y el SoC
Aplicación	Sistemas donde el acumulador tenga largos periodos de descanso
Ventajas	Fácil aplicación, combinado con otras técnicas permite estimación continua del SoC
Desventajas	Por si solo no es posible ser aplicado en tiempo real. Es afectado por la temperatura, histéresis e historia del acumulador.

Tabla 14. Tabla resumen método de voltaje de circuito abierto

¹⁵ Especialmente a temperaturas bajas [18]

4.3 Método de la integral de la corriente

Este método consiste en registrar mediante sensores, la corriente que entra o sale del acumulador e integrarla para estimar la capacidad que se ha extraído. Una vez hecho esto, se determina el SoC mediante la Ecuación 19.

$$SoC = SoC_0 - \frac{1}{C_N} \int_{t_0}^t I d\tau \quad \text{Ecuación 19}$$

Donde C_N corresponde a la capacidad nominal del acumulador, e I a la corriente que entra o sale se éste.

Usualmente a la expresión dada por la Ecuación 19, se le agrega un factor de eficiencia coulombica (η_i), por lo cual se transforma en la expresión dada por:

$$SoC = SoC_0 - \frac{1}{C_N} \int_{t_0}^t \eta_i I d\tau \quad \text{Ecuación 20}$$

Donde

$$\eta_i = \begin{cases} 1 & \text{para la carga} \\ \eta_i < 1 & \text{para la descarga} \end{cases} \quad \text{Ecuación 21}$$

La desventaja de este método es que al aplicar la integral en un lazo abierto, éste se hace muy sensible a errores en las mediciones de corriente [71]. Para superar esto, se puede utilizar un esquema de lazo cerrado, donde el mecanismo de realimentación, puede ser diseñado empíricamente [71], o puede utilizar un modelo circuital, con el que se determina el V_{oc} , con el que se actualiza el SoC dado por la integral de la corriente. [47]

En la Tabla 15 se presentan las características de este método.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Se basa en la realización de un balance de la corriente que entra y sale del acumulador
Aplicación	Sistemas donde el acumulador está permanentemente en funcionamiento
Ventajas	Puede ser aplicado en línea. Es simple de implementar. La influencia de los errores en las mediciones de corriente pueden ser disminuidas combinándolo con el método del V_{oc}
Desventajas	Es muy sensible a errores en las mediciones de corriente

Tabla 15. Tabla resumen método de la integral de la corriente

4.3.1 Trabajos que utilizan el método de la integral de la corriente para determinar el SoC

En [76], se presenta un algoritmo mixto para determinar el estado de carga de una celda de ion litio, dicho algoritmo está compuesto por una combinación de dos métodos, el primero de ellos corresponde a la integral de la corriente, mientras que el segundo corresponde a una modelación fenomenológica del acumulador. Estos dos se funden en el algoritmo presentado en la Figura 30.

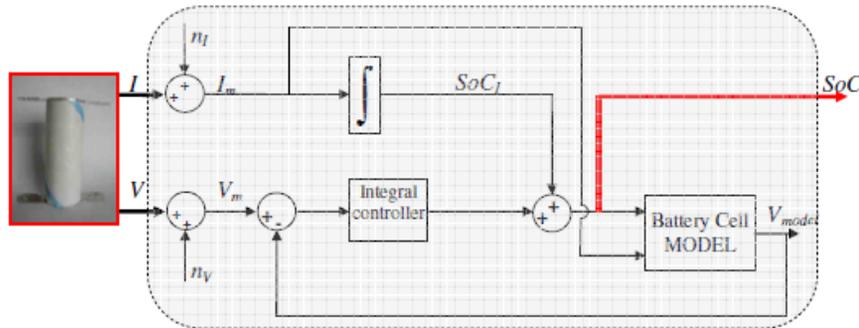


Figura 30. Algoritmo de estimación de SoC presentado en [76]. (Imagen obtenida de [76])

Como se aprecia en la Figura 30, el algoritmo corresponde a un lazo cerrado de control, en el cual, el acumulador corresponde a la planta del sistema, la que tiene dos entradas, la primera de ellas corresponde al SoC real, y la segunda a la corriente que entra o sale del acumulador. Cabe hacer notar que el SoC real es el resultado de la suma del SoC determinado mediante la integral de la corriente y la salida de la retroalimentación. Finalmente, hay que mencionar que la referencia del sistema corresponde a la tensión en bornes de la batería. En resumen, este algoritmo trata de corregir los errores debido a la integral de la corriente, utilizando un sistema de control, el cual contribuye a mejorar la exactitud del SoC en base a mantener la salida de la planta igual a la referencia.

El algoritmo así formulado, se compara con el método convencional de la integral de la corriente, resultando ser más inmune al ruido y a errores en la inicialización.

Las ventajas de este enfoque radican en que para su implementación se requieren pocos recursos computacionales en comparación con otros métodos, además de poder ser utilizado en tiempo real, y finalmente, es que su desarrollo se realizó con datos reales, generados por una carga programable. Las desventajas de este trabajo es que no toma en cuenta los efectos de la temperatura en el sistema, además que no utiliza un factor de eficiencia en la integral de la corriente.

4.4 Método de la impedancia espectroscópica

Este método se basa en el hecho de que la impedancia de un acumulador brinda información del estado de éste [50]. Esta información está relacionada con características del acumulador, tales como el SoC, el SoH, la temperatura, ciclos de vida, entre otros. El espectro de impedancia se determina mediante la técnica denominada espectroscopia de impedancia electroquímica (EIS).

La desventaja de este método es que las curvas de impedancia son fuertemente dependientes de la temperatura, por lo cual, solo sería utilizable en aplicaciones a temperatura constante. Además se tiene que para poder aplicar la técnica EIS, se debe disponer de bastante tiempo para poder realizar todo el barrido en frecuencia [51]. Por estos motivos es que este método rara vez se implementa para la determinación del SoC, más aun, su utilización para este propósito todavía es objeto de debate [50]. Sin embargo, parece ser muy promisorio para la determinación del SoH.

En la Tabla 16 se presentan las características de este método.

Aplicación	Su aplicación para determinar el SoC esta aun sujeta a debate
Principio funcionamiento	Se basa en la modelación de la respuesta en frecuencia del acumulador
Aplicación	Es promisorio para la determinación del SoH
Desventajas	EIS depende de la temperatura

Tabla 16. Tabla resumen método de la impedancia espectroscópica

4.4.1 Trabajos que utilizan impedancia espectroscópica para determinar el estado de carga

En [77] se propone un modelo circuital para un acumulador del tipo ion litio, el cual podría ser utilizado en tiempo real. El modelo trata de reproducir los resultados del espectro de impedancia de una batería de ion litio, de la forma más simplificada posible. Éste consta de tres partes, la primera de ellas corresponde a una resistencia serie, la segunda corresponde a una impedancia que modela la transferencia de carga y la última corresponde a una componente de difusión. Una vez establecido el modelo, se determina su desempeño en una batería real, de la cual se cuenta con su espectro de impedancia. Con esta información, se determinan los parámetros del modelo, y se valida el mismo, luego se propone un esquema para ser utilizado en tiempo real según el esquema mostrado en la Figura 31.

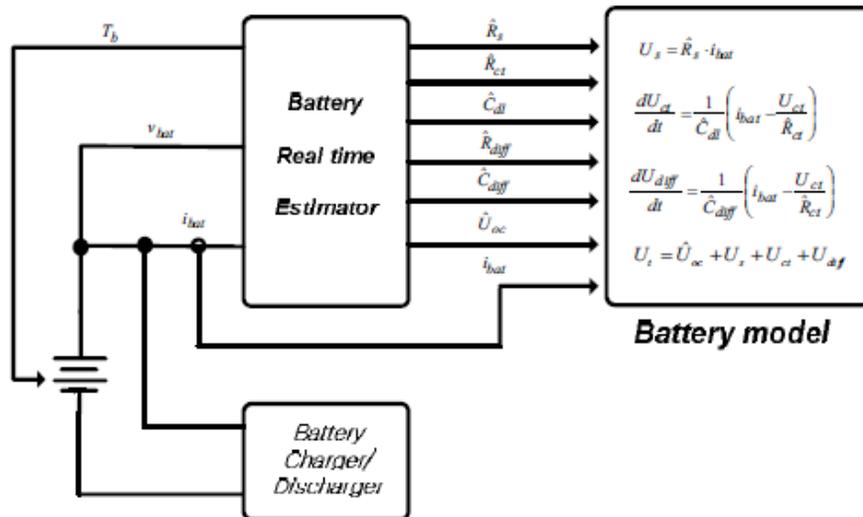


Figura 31. Esquema presentado en [77]

Como se aprecia en la Figura 31, los parámetros del modelo son determinados en tiempo real, mediante un estimador de estados, utilizando teoría de identificación de sistemas. Las principales críticas que se le puede realizar a este trabajo es que no toma en cuenta los efectos de la temperatura, además que todavía no está resuelta su aplicación a la determinación del estado de carga del acumulador, ya que en este trabajo solo se presenta la formulación de un modelo de baterías con parámetros variantes en el tiempo.

Por otro lado en [78], se utiliza el mismo modelo circuital utilizado en [77], pero se agrega además una rama LR en serie, esto para caracterizar de mejor forma las curvas obtenidas por medio de EIS, en el rango de las frecuencias altas. Posteriormente, se determinan los parámetros del circuito equivalente en base a curvas del espectro de impedancias del acumulador, tomadas a distintos niveles de SoC. En base a lo anterior, se realiza un estudio de sensibilidad de los parámetros respecto del SoC, mediante el cual, se determina que el parámetro más sensible al estado de carga, corresponde al equivalente serie de las capacitancias del modelo. Por lo cual, se concluye que este parámetro puede ser utilizado para la determinación del estado de carga del acumulador. Es importante destacar, que el estudio se realizó para acumuladores de ion litio, y se centró principalmente en el rango de las frecuencias bajas. Este trabajo no toma en cuenta los efectos de la temperatura sobre las baterías.

4.5 Método de resistencia interna

Todo acumulador posee una resistencia interna, la cual está compuesta de dos partes, la primera de ellas corresponde a una resistencia óhmica, la cual es producto de la resistencia propia de los electrodos del acumulador, la resistencia del electrolito, la resistencia del separador y las resistencias de contacto [50]. La segunda, corresponde a una resistencia de polarización, la cual es dependiente de la concentración del

electrolito [50]. En particular, la resistencia óhmica está relacionada con algunas características del acumulador, tales como estado de carga, estado de salud, ciclos de vida, entre otros [47] [50] . La formulación de este método para la determinación del SoC, se basa en que existe una relación entre la resistencia interna y el estado de carga.

En la Figura 32, se muestra la caída de tensión en un acumulador al cual se le aplicó un pulso de corriente, en dicha forma de onda se representan los efectos debido a las dos componentes de la resistencia interna del acumulador.

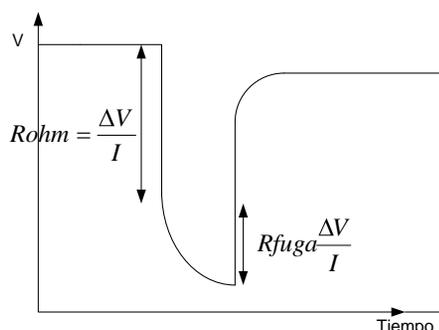


Figura 32. Representación de resistencia óhmica y de fuga en la respuesta de una batería frente a un escalón de corriente. (Imagen obtenida de [79])

En la Figura 32 se observa que la caída de tensión vertical se debe a la resistencia óhmica, mientras que la caída exponencial de tensión se debe a la resistencia de polarización. Como solo es de interés la determinación de la resistencia óhmica, en [47], se señala que si el tren de pulsos de corriente tiene un periodo menor a 10 milisegundos, la caída de tensión registrada se deberá únicamente a esta resistencia. En [47] se comenta que para acumuladores del tipo plomo ácido, la variación de la resistencia óhmica desde el estado 100% SoC al 0 % SoC, es de algunos mili-ohms, es por este motivo que su utilización es más factible para determinar el SoH.

En la Tabla 17, se presentan las características de este método.

Aplicación	Debido a que la variación de la resistencia con el SoC es del orden de los mili Ohms, rara vez se aplica para determinarlo
Principio funcionamiento	Medición de la resistencia interna del acumulador
Aplicación	Este método es más apropiado para determinar el SoH de la batería

Tabla 17. Tabla resumen método de la impedancia espectroscópica

Los métodos de estimación de SoC analizados hasta el momento, pueden ser considerados como métodos tradicionales, sin embargo, existen otros denominados métodos emergentes. Dentro de esta categoría se encuentra la estimación de SoC realizada mediante el algoritmo del filtro extendido de Kalman, la realizada mediante el algoritmo del filtro de partículas, la estimación mediante redes neuronales y la realizada mediante lógica difusa. Cada una de estas técnicas de estimación es detallada a continuación.

4.6 Filtro de Kalman (KF) para estimación de SoC

Este filtro fue desarrollado durante el año 1960 por Rudolf Kalman, su objetivo es determinar el estado no medible de un sistema lineal a partir de mediciones de entradas y salidas reales y de un modelo en variables de estado que represente la dinámica del sistema, considerando además, que existen perturbaciones gaussianas en los estados y en las mediciones.

Este filtro ha sido ampliamente utilizado para la determinación del estado de carga en acumuladores de energía. Para su aplicación es necesario contar con un modelo del acumulador, el cual contenga al SoC como un estado. Además, es necesario que dicho modelo pueda tener una representación en variables de estado.

Generalmente los modelos para baterías son no lineales, motivo por el cual es necesario aplicar el filtro extendido de Kalman (EKF), el que consiste en aplicar KF en cada instante en torno a una linealización de primer orden del modelo.

Una de las ventajas de KF es que el estimador encontrado es insesgado y óptimo, además de que puede ser aplicado en tiempo real, y en cualquier tecnología de acumulador. Sus principales desventajas radican en su implementación, ya que el ajuste de los parámetros R y Q se realiza gradualmente de manera empírica. Por otro lado, si el modelo utilizado es muy complejo, se puede traducir en un gran costo computacional, por lo cual el algoritmo se vuelve lento desde el punto de vista computacional.

En la Tabla 18 se presenta un resumen de este método.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Se aplican las ecuaciones del filtro de Kalman a un modelo del acumulador representado en variables de estado
Aplicación	Aplicaciones en tiempo real, sistemas lineales y gaussianos. Para aplicarlo a sistemas no lineales se debe linealizar en cada instante de tiempo
Ventajas	La estimación encontrada es óptima
Desventajas	Asume ruido gaussiano tanto en las mediciones como en los estados

Tabla 18. Tabla resumen método filtro de Kalman

A continuación se presentan algunos trabajos en los cuales se aplica el filtro extendido de Kalman para la estimación del estado de carga en baterías.

4.6.1 Trabajos que utilizan EKF para la determinación del estado de Carga

En [80] se propone un estimador de SoC basado en EKF para un *pack* de baterías de ion litio. El foco de este estimador es ser implementado en un BMS (*Battery management system*) para ser utilizado en aplicaciones de vehículos eléctricos. El *pack* de baterías se caracteriza mediante un modelo de Thevenin de capa doble. En el algoritmo EKF, los estados adoptados corresponden a la tensión en cada una de las ramas RC, y al estado de carga. La entrada al sistema corresponde a la corriente que entra o sale del *pack* del acumulador, y finalmente la salida corresponde a la tensión en bornes de éste.

Los parámetros del modelo son identificados mediante el principio de los mínimos cuadrados siguiendo el esquema mostrado en la Figura 33. Para validar el estimador, se utilizan dos *tests*, el primero de ellos, corresponde a un *test* dinámico, en el cual se simulan perfiles de corriente que habitualmente se dan en aplicaciones de HEVs (*Hybrid electric vehicles*), mientras que el otro corresponde a un perfil aleatorio, el cual tiene como finalidad probar la robustez del estimador. Finalmente, los resultados obtenidos se comparan con el método de la integral de la corriente, obteniéndose en todos los casos un error máximo inferior al 3%.

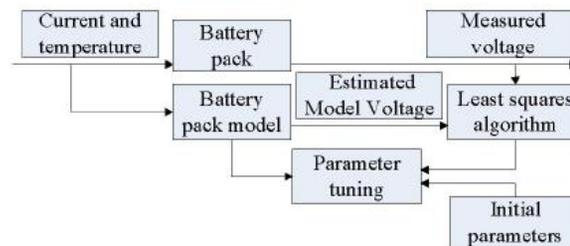


Figura 33. Principio de sintonización de los parámetros del modelo. (Esquema obtenido de [80])

En [81], se propone un estimador de SoC para aplicaciones de vehículos eléctricos que utilizan baterías del tipo ion litio. El foco del estimador propuesto está en disminuir al máximo el desbalance entre los módulos que componen el banco de baterías producidos por la conexión serie de estos. En base a esto, se plantea caracterizar en cada instante el módulo que presenta la menor tensión, en comparación con todos los que forman en banco. Esta caracterización se lleva a cabo mediante el modelo de Plett.

Una vez caracterizado el módulo de menor tensión, se establece el sistema en variables de estado, donde el estado del sistema corresponde al SoC, el cual es representado mediante la integral de la corriente. La salida del sistema corresponde a la tensión mínima dentro del banco de baterías.

La validación del estimador, se realiza con datos generados por simulación mediante el software MATLAB, para un banco de 240 [V] y de 20 [Ah]. La primera prueba realizada es para determinar la robustez del estimador, para esto, se determina el desempeño de éste frente a una inicialización correcta y frente a una inicialización 30% bajo el valor real, obteniéndose errores del -0.79% y -0.78% respectivamente. La segunda prueba consiste en simular los errores en las mediciones de los transductores, para esto se utilizó el mismo perfil establecido en la primera prueba, pero se le agregó una gaussiana de media 0.5 y varianza 0.25, con esto, se comparó el desempeño del estimador propuesto con el método de la integral de la corriente; obteniéndose un error del 2.72% en el primero, y del 6.28% en el segundo. Algunas críticas a este trabajo corresponden a la utilización de datos simulados del sistema, además de no tomar en cuenta los efectos de la temperatura.

En [82] se utiliza una variante de EKF para determinar el estado de carga de un acumulador de ion litio, para aplicaciones en vehículos eléctricos. La variante de EKF corresponde a AEKF (*Adaptive Kalman Filter*), la utilización de este método, se sustenta en la premisa de solucionar los problemas de convergencia presentados por EKF, esto, debido a la incertidumbre que tiene asociado el modelo del acumulador, y al ruido presente en la mediciones.

En este método, se utiliza el modelo de Thevenin de capa doble. Los parámetros de éste se determinan mediante EKF. En el trabajo se desarrollaron dos estimadores, uno basado en EKF y otro en AEKF, los que fueron comparados entre sí. En la comparación, se obtiene que el error medio en la estimación se reduce desde 3.19 % en EKF a un valor de 1.06% AEKF, mostrando que esta metodología es mejor que EKF, en el conjunto de datos analizados. Lo interesante de este trabajo es que se realiza con datos reales, y además determina la eficiencia tanto en la carga como en la descarga, lo cual es más exacto a la hora de determinar el SoC por medio de la integral de la corriente. El único inconveniente es que no se consideran efectos térmicos.

En [83], se desarrolla un estimador de SoC basado en EKF y AH, para aplicaciones de vehículos eléctricos y para ser implementado en un BMS. Secuencialmente, los pasos de este algoritmo son los siguientes: En base a la medición del V_{oc} se estima el SoC inicial en el tiempo t_0 , luego se corrige el SoC en ese instante mediante EKF, con lo cual se obtiene un nuevo SoC en el tiempo t_1 , luego de esto, se determina el SoC en t_3 por medio de la integral de la corriente, más tarde, éste se corrige con EKF. Estas dos últimas etapas de cálculo y corrección continúan repitiéndose hasta que la batería se descarga por completo. En este trabajo se señala que con este algoritmo se superan las deficiencias de la estimación de SoC debida al método del V_{oc} y al de la integral de la corriente. (Imposibilidad de ser aplicado en línea del primero y dependencia del estado inicial del segundo)

En este método se utiliza el modelo de Plett como ecuación de observación, se caracteriza el SoC como la integral de la corriente, y además se determina experimentalmente la eficiencia coulombica. La salida del sistema corresponde a la

tensión en bornes del acumulador, y la entrada a la corriente que entra o sale de él. Para la validación del estimador, se llevaron a cabo pruebas, la primera de ellas correspondió a un tren de pulsos, mientras que la segunda a un perfil típico de un vehículo transitando por la ciudad. El error máximo encontrado con este método resulto ser de un 6.5%. Finalmente, se discute que el algoritmo propuesto es un buen candidato para ser implementado en un BMS, ya que reduce los costos del sistema, mejora la viabilidad de la estimación, y la hace eficaz y fiable.

Finalmente, en [36] se utiliza el modelo de Copetti y Chenlo, considerando una restricción que fuerza que el voltaje de circuito abierto del modelo tenga el mismo comportamiento que el real. Luego, se observa que con esta restricción, el modelo presenta una mayor exactitud en la modelación en comparación al modelo sin dicha restricción. Finalmente se deja propuesto desarrollar un estimador del estado de carga en base a este modelo y al filtro extendido de Kalman. Para finalizar, se tiene que lo interesante de este trabajo es que utiliza datos reales de la micro-red Huatacondo, los cuales son referentes a baterías de plomo ácido.

4.7 Filtro de Partículas (PF) para estimación de SoC

El filtro de partículas (PF) es un método empleado para estimar el estado de un sistema variante en el tiempo. Fue propuesto en 1993 por N. Gordon, D. Salmond y A. Smith. Este filtro trabaja con densidades de probabilidad del estado, las cuales aproxima mediante un set de partículas, las que tienen un peso asociado. [84]

En la etapa de inicialización se lanza un conjunto de N partículas sobre el dominio del problema, luego mediante cálculos se determina el valor de los pesos de cada partícula (etapa de actualización). Finalmente a partir de la población de partículas anterior se creará una nueva población de ellas que remplazará a la anterior, esto de forma aleatoria. Es importante mencionar que el valor de los pesos de cada partícula provocará que sea más probable elegir al estado real del sistema en el instante analizado.

Al igual que el EKF, el PF necesita de un modelo del acumulador para poder ser aplicado, considerando al estado de carga como una variable de estado. La ventaja que tiene este filtro sobre el filtro de Kalman, es que no hace supuestos sobre la distribución de las perturbaciones, motivo por el cual puede ser aplicado en sistemas que no se distribuyen de manera gaussiana.

La desventaja de este filtro es que la elección del número de partículas se debe realizar de manera empírica. Además de que la cantidad de éstas aumenta con la dimensionalidad del sistema. Otro inconveniente del algoritmo es que presenta un problema de “degeneración”, el que dice relación con que todas las partículas relevantes del problema tiendan a cero menos una. Esto evidentemente, le resta diversidad a la solución. Si bien el problema de degeneración puede solucionarse

mediante un remuestreo, se tiene que el algoritmo de PF puede verse afectado por el método de remuestreo utilizado.

En la Tabla 19 se presenta un resumen de este método.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Se aplican las ecuaciones del filtro de partículas en el modelo de baterías
Aplicación	Aplicaciones en tiempo real
Ventaja	Se puede aplicar a sistemas no lineales y no gaussianos
Desventaja	Problemas de degeneración del algoritmo y de elección del número de partículas

Tabla 19. Tabla resumen filtro de partículas

A continuación se presentan algunos trabajos en los cuales se aplica el filtro de partículas para la estimación del estado de carga en baterías.

4.7.1 Trabajos que utilizan PF para la determinación del estado de carga

En [85], se propone un estimador del estado de carga enfocado para aplicaciones de vehículos eléctricos, dicho estimador solo toma en cuenta las influencias de las tasas de descarga sobre el SoC, esto debido a que en aplicaciones automotrices, ésta es la característica que cambia durante el funcionamiento del sistema. El SoC es modelado mediante la integral de la corriente, mientras que la modelación fenomenológica del acumulador, se realiza mediante el modelo de Plett.

Una vez identificados los parámetros del modelo, se aplica el algoritmo del filtro de partículas, el que es comparado con el EKF. Todo esto, para un conjunto de datos que simulan condiciones normales de funcionamiento de un banco de baterías presente en un vehículo eléctrico.

Los resultados obtenidos en la comparación arrojan un RMS (*Root mean square*) de 0.0016678 para el estimador con EKF y un RMS de 0.0016236, para el estimador con PF. Estos resultados están determinados con respecto al SoC real. Los tiempos de cómputo de ambos algoritmos correspondieron a 6 y 1 segundo respectivamente. Esto último permite que el algoritmo PF sea más apto de implementar en sistemas embebidos que el basado en EKF. En este trabajo no se toma en cuenta los efectos de la temperatura, y además se trabaja con datos simulados.

4.8 Redes neuronales (NN) para estimación de SoC

Con este método el acumulador puede ser modelado por una red neuronal, donde las entradas de las neuronas pueden ser tensiones corrientes y temperaturas, y la salida la tensión en bornes del acumulador o el estado de carga de éste. Luego, mediante un proceso de aprendizaje, se determinan los pesos de todas las neuronas de la red, con lo cual se tiene calibrado el modelo para ser aplicado en nuevos casos.

Las redes neuronales (NN) son capaces de aprender, adaptarse a cambios y almacenar información, además de brindar la posibilidad de ser utilizada en tiempo real, y finalmente, permiten realizar la modelación del sistema sin la necesidad de tener un conocimiento acabado de su comportamiento.

Una fuerte desventaja de este método, es la necesidad de contar con un gran número de datos experimentales del sistema en estudio para poder entrenar la red.

Este método puede ser utilizado de dos maneras, la primera de ellas es determinar el SoC directamente desde la red neuronal, mientras que la segunda es combinar este método ya sea con el filtro de Kalman o con el filtro de partículas.

En la Tabla 20 se presenta un resumen de este método.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Tipo caja negra
Aplicación	Tanto aplicaciones dinámicas como estáticas del acumulador
Ventajas	Para su implementación no requiere un conocimiento detallado del sistema
Desventajas	La arquitectura de la red se determina de manera empírica. Necesita gran cantidad de datos para ajustar los pesos de la red

Tabla 20. Tabla resumen método de redes neuronales

A continuación se presentan algunos trabajos en los cuales se aplican las redes neuronales para la estimación del estado de carga en baterías.

4.8.1 Trabajos que utilizan NN para la determinación del estado de Carga

En [86] se presenta una metodología para determinar el estado de carga de un acumulador de ion litio, la cual utiliza redes neuronales y EKF para su formulación. Con redes neuronales se modela el voltaje en bornes del acumulador, esto se realiza *off line*, con datos colectados para dicho fin. Luego de esto, se representa el sistema en variables de estado, donde el primer estado corresponde al voltaje en bornes del acumulador (dado por el modelo encontrado mediante redes neuronales), y el segundo estado corresponde el SoC (dado por la integral de la corriente multiplicada por una eficiencia). Posteriormente, se implementa un EKF sobre el sistema para determinar el estado no medible, que corresponde al SoC. Para evaluar el desempeño del estimador, se utilizaron dos pruebas, la primera, fue someter al sistema a un tren de pulsos, mientras que la segunda fue cuantificar el desempeño del estimador frente a inicializaciones erróneas. En ambos casos, el error en la estimación es menor al 3%.

Es importante destacar que para el entrenamiento de la red neuronal se utilizaron como entradas, la tensión del acumulador en el instante $k-1$, el SoC y la corriente en el instante k . Con lo cual se obtiene la tensión en bornes del acumulador en el instante “ k ”.

Este método resultó ser preciso, y presentó una rápida convergencia hacia los estados, esto, independiente de inicializaciones erróneas, es decir, el método es bastante robusto frente a condiciones iniciales poco exactas. Lo bueno de este trabajo es que utilizó datos reales, la única observación se refiere a no tener en cuenta los efectos de la temperatura.

4.9 Modelación difusa para estimación de SoC

La modelación basada en lógica difusa es una poderosa herramienta para abordar problemas no lineales a partir del conocimiento de datos experimentales [87].

Este tipo de modelación, se ha combinado con EIS para la determinación del SoC y del SoH, su principal ventaja radica en que para su implementación no se requiere un conocimiento detallado del sistema, además de que puede ser utilizado en sistemas no lineales. Quizás su principal desventaja se debe a que para poder determinar los conjuntos difusos, es necesaria una gran cantidad de datos. Este método puede ser combinado con redes neuronales dando origen a modelos híbridos denominados neuro-difusos.

La modelación difusa para la estimación del SoC puede ser utilizada directamente para determinar el SoC desde el modelo difuso, o bien, puede ser combinada con el filtro del Kalman o el filtro de partículas, en la cual, el modelo difuso se utiliza como ecuación de observación.

En la Tabla 21 se presenta un resumen de este método.

Aplicación	Todo tipo de acumuladores
Principio funcionamiento	Tipo caja negra
Aplicación	Tanto aplicaciones dinámicas como estáticas del acumulador
Ventajas	Para su implementación no requiere un conocimiento detallado del sistema
Desventajas	Necesita gran cantidad de datos para determinar las reglas difusas

Tabla 21. Tabla resumen método de modelación difusa

A continuación se presenta el estado del arte referente a la estimación del SoC basada en lógica difusa.

4.9.1 Trabajos que utilizan modelación difusa para la determinación del estado de carga

En [88] se utiliza lógica difusa para determinar el estado de carga de un vehículo aéreo no tripulado, esto como función de la tensión de circuito abierto. La formulación se basa en que el estado de carga se relaciona de manera directa con la tensión de circuito abierto. Todo el desarrollo se realiza para un banco de acumuladores de ion litio.

Para la formulación del modelo se utilizan datos experimentales, los que son tomados en una sala a temperatura constante. La prueba llevada a cabo se denomina “pulso hibrido de caracterización de potencia” (HPCC), su forma es mostrada en la Figura 34.

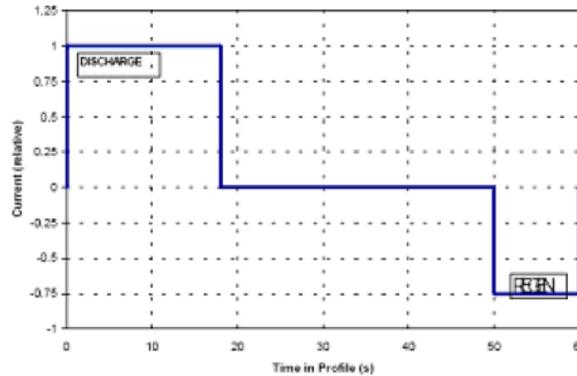


Figura 34. Pulso aplicado al sistema. (Imagen obtenida de [88])

Este pulso se aplica para distintos niveles de SoC, luego de que la batería ha reposado durante una hora. Los resultados para cada nivel de SoC, se muestran en la Figura 35.

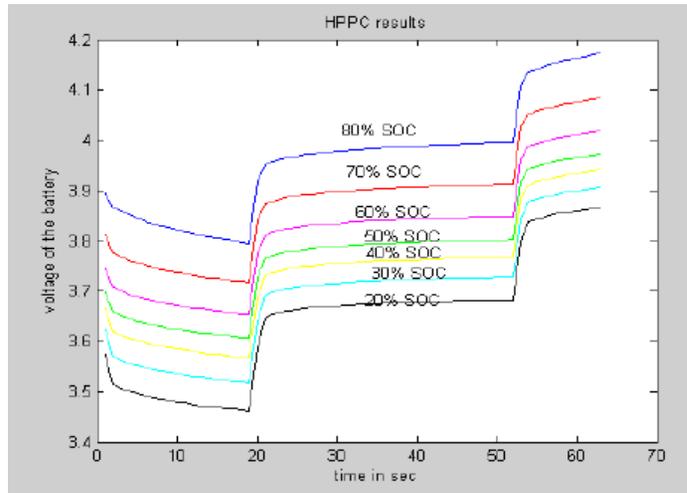


Figura 35. Respuesta en tensión del banco de baterías frente a pulso. (Imagen obtenida de [88])

El modelo difuso establecido relaciona el SoC con la tensión en circuito abierto (V_{oc}). El entrenamiento de este modelo se realiza por medio de una arquitectura ANFIS. La ventaja de este trabajo es que utiliza una prueba experimental estandarizada por PNGV (*Partnership for a new Generation of Vehicles*). Lo criticable es que el estimador de SoC tiene como entrada el V_{oc} , luego es imposible utilizar este esquema en aplicaciones en tiempo real. Además no toma en cuenta efectos de histéresis, temperatura y edad de la batería.

Por otro lado en [89] se desarrolla un modelo neuro-difuso donde la base de conocimientos del sistema se genera mediante redes neuronales. Para seleccionar las señales de entrada se realizó un análisis de correlación, del cual se concluyó que las

magnitudes que mayor información aportan a la estimación del SoC son las siguientes: $V(k)$, $V(k-2)$, $I(k)$. Cabe resaltar que este trabajo se centra en la caracterización de baterías de níquel metal hidruro (NiMH).

El modelo neuro-difuso entrenado consta de un total de 252 reglas difusas. Con éstas se implementó el estimador de SoC, el cual fue testeado en tres tipos de condiciones de trabajo estandarizadas por la PNGV. La estructura de este modelo se muestra en la Figura 36.



Figura 36. Esquema modelo difuso presentado en [89]

Esta estrategia puede ser aplicada en línea, además fue validada en tres pruebas experimentales obteniendo resultados satisfactorios. Lo criticable es que no toma en cuenta efectos de la temperatura para la determinación del SoC, y que debido al gran número de reglas difusas (252), es posible que el tiempo de cómputo sea considerable.

En [90] se utiliza lógica difusa considerando datos en frecuencia para determinar el SoC en baterías de níquel metal hidruro (NiMH). En base a un análisis de los se concluyó que tres frecuencias específicas brindan información acerca del SoC, éstas son: parte real y parte imaginaria de la impedancia a 10 y 251.1 [Hz], y parte real de la impedancia a 3981.1 [Hz]. El modelo difuso fue desarrollado en base al método de inferencia de Sugeno, con *clustering* difuso para determinar los conjuntos difusos. El diagrama de bloque del sistema se presenta en la Figura 37.

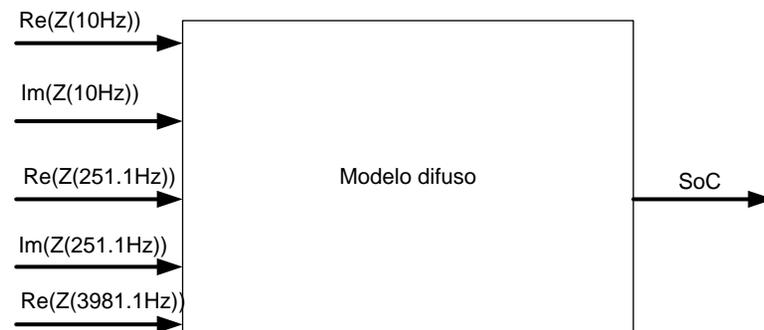


Figura 37. Esquema modelo difuso presentado en [90]

La ventaja de este enfoque es que puede ser utilizado en aplicaciones dinámicas, una desventaja es que no toma en cuenta efectos de la temperatura en la modelación.

En [91] se reporta un estimador de SoC basado en lógica difusa enfocado para aplicaciones de desfibriladores portátiles. El funcionamiento de estos aparatos se caracteriza por descargas constantes de 1.4 [A] para alimentar los elementos de monitoreo, seguidos por pulsos de 10 [A], cuando el desfibrilador está funcionando. Los datos para derivar el modelo son de dos fuentes. La primera corresponde al dominio donde se encuentran las tensiones mínimas, que se registran durante los sucesivos escalones de descarga (V_{min}) (ver Figura 38). La segunda fuente, corresponde al dominio donde conviven todas las tensiones que son el resultado de la resta entre la tensión justo antes de comenzar el pulso de 10 [A] y la tensión luego de terminado dicho pulso. (V_{max}) (Ver Figura 39).

Para obtener información del sistema se realizaron 80 ciclos de descarga a las baterías en estudio.

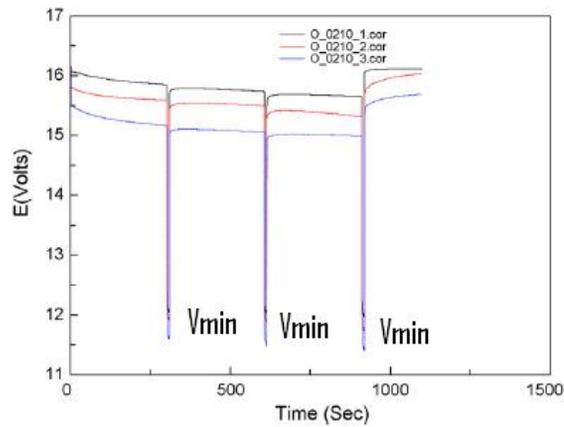


Figura 38. Tensiones de entrada al sistema difuso (primera fuente). (Imagen obtenida de [91])

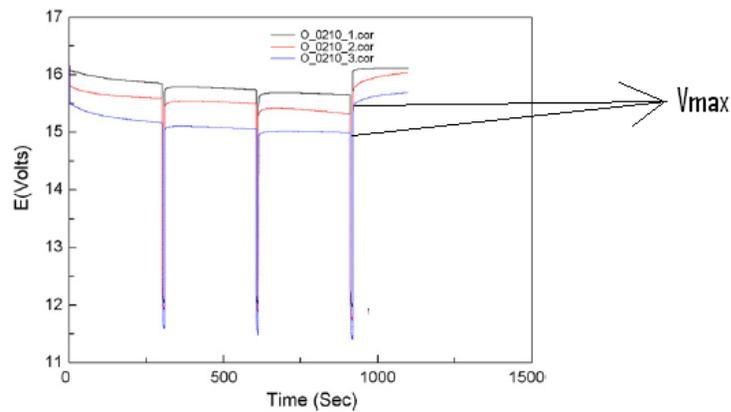


Figura 39. Tensiones de entrada al sistema difuso (segunda fuente). (Imagen obtenida de [91])

Para la modelación se utilizó el método de inferencia difusa de Sugeno. Para entrenar se utilizaron los datos de las curvas pares, mientras que para validar, los datos de las curvas impares. El diagrama de bloque del modelo, es mostrado en la Figura 40.



Figura 40. Esquema modelo difuso presentado en [91]

El aporte de este método es que trabaja con datos de entrada no usuales, y en base a ellos, determina el SoC. Algunas desventajas se deben a que no toma en cuenta efectos de la temperatura, además de que el modelo está sesgado solo para aplicaciones que se asemejen al perfil de uso en desfibriladores portátiles, es decir, periodos de descarga constante, seguidos de pulsos de corriente.

En [92] se desarrolla un estimador del estado de carga para baterías de plomo ácido. Este considera una modificación en el método de la integral de la corriente, basada en lógica difusa, dicha modificación es presentada a continuación.

$$SoC = SoC_0 - \frac{1}{C_n} \int \xi I dt \quad \text{Ecuación 22}$$

Donde ξ es dependiente de la temperatura y del nivel de corriente, y es modelado mediante lógica difusa. El método de inferencia utilizado es el min-max, la base de reglas del modelo es del estilo:

Si la corriente es D y la temperatura es E entonces ξ es F

El diagrama de bloques del modelo se muestra en la Figura 41.

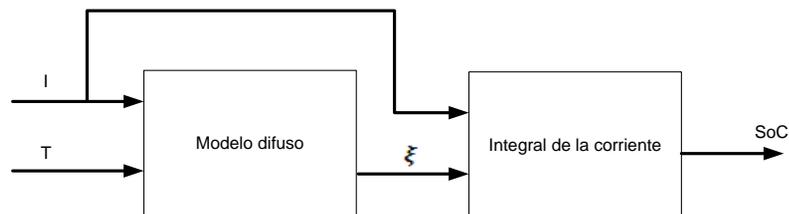


Figura 41. Esquema modelo difuso presentado en [92]

La ventaja de este modelo es que toma en cuenta la temperatura y la magnitud de la corriente en la estimación del SoC. La desventaja es que sólo fue probado mediante simulaciones y no validado con datos reales.

En [93] se diseña un estimador de SoC y SoH para baterías de níquel metal hidruro, en base a información obtenida mediante el método de impedancia espectroscópica (EIS). En el trabajo se concluyó que las componentes imaginarias de las impedancias a 10.3 [Hz], 41.01 [Hz] y 4101 [Hz] son relevantes para la determinación del SoC. En base a esto, y utilizando un algoritmo de *clustering* se determinaron los conjuntos difusos. La estructura del modelo se muestra en la Figura 42.

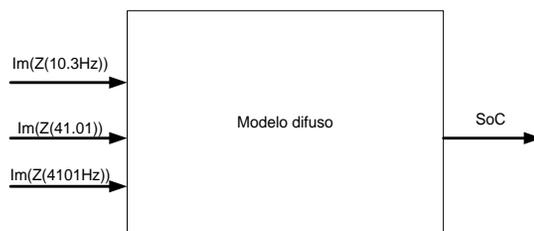


Figura 42. Esquema modelo difuso presentado en [93]

Este modelo sólo posee tres entradas, y su base de reglas son 6, lo cual evidentemente es más valorable desde el punto de vista computacional que otros trabajos previamente reportados [89]. Sin embargo, no toma en cuenta efectos de la temperatura para la determinación del estado de carga.

En [94] se discuten resultados experimentales analizados en el dominio de la frecuencia para realizar una modelación difusa, con el objetivo de determinar el SoC y el SoH. En relación a lo anterior, lo usual para obtener datos de EIS, es excitar la batería luego que se ha alcanzado un punto predeterminado de SoC. Esta investigación, además de considerar lo anterior, también considera información cuando la batería se encuentra en una situación dinámica.

Para la generación de los modelos se llevaron a cabo dos tipos de pruebas, la primera corresponde a tomar datos de EIS para los siguientes estados de carga: 20%, 60%, 80%, esto a tres temperaturas distintas, las cuales son: 0 °C, 20 °C y 45 °C. Es importante mencionar que al momento de la adquisición de datos, la batería estaba en reposo. El segundo tipo de prueba, corresponde a tomar datos de EIS para distintos estados de carga, y estando el acumulador sometido a una fuerte componente DC (ya sea por un proceso de carga o descarga). Finalmente, se discute la factibilidad de utilizar estas pruebas para el diseño de un modelo difuso, esto sólo se plantea a modo de comentario y no es explorado en detalle.

Lo interesante de este trabajo es que plantea la utilización de datos en frecuencia con una fuerte componente DC para determinar el estado de carga. Sin embargo, no se llega a desarrollar un modelo difuso con la información así obtenida.

En [95] se desarrolla un modelo tipo ANFIS (*Adaptive neuro fuzzy inference system*) para determinar el estado de carga en acumuladores de energía de níquel metal hidruro. Para determinar las variables de entrada se implementan tres distintos métodos de análisis de correlación; correlación lineal, correlación no paramétrica y correlación

parcial. Estos métodos, se aplican a una serie de variables de entrada candidatas que son detalladas en [95]. Luego de esto, se determinan 5 señales de entrada (ver Figura 43) las que corresponden a: Amper-hora entregados por la batería al sistema [Ah], Tensión en bornes de la batería (T), el promedio de la tensión en el tiempo (Tav), promedio en el tiempo del indicador anterior (Tavv), y corriente de descarga de la batería (I).

El modelo ANFIS está compuesto por cuatro capas (ver Figura 43), la primera de ellas contiene funciones de pertenencia gaussianas, en la segunda capa existen 32 nodos que reciben las señales de la capa anterior, las multiplica y envía el producto a la capa tres. Esta capa realiza una normalización de los pesos provenientes de la capa anterior. Finalmente, en la última capa se utilizan reglas derivadas de la inferencia de Takagi y Sugeno.

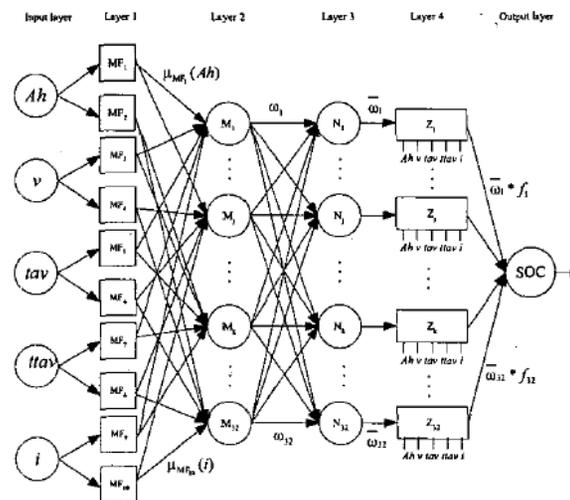


Figura 43. Modelo ANFIS. (Imagen obtenida de [95])

El desempeño de este método fue comparado con el desempeño de un modelo de redes neuronales de tres capas, encontrándose que el primero supera al segundo en relación a la métrica MSE (*Mean squared error*) y Max(abs(error)), considerando las bases de validación utilizadas.

Lo interesante de este trabajo es que introduce nuevas características que influyen en la determinación del SoC. Sin embargo, no toma en cuenta los efectos de la temperatura, y debido al gran número de parámetros, necesita de una gran cantidad de datos de entrenamiento para el ajuste de estos.

En [96] se propone una nueva estructura denominada *merge-FNN* (*Fuzzy neural network*), para determinar el estado de carga en baterías del tipo ion litio. Dicha arquitectura consiste en un sistema de inferencia difuso montado en una estructura de red neuronal. La red neuronal tiene cuatro capas (ver Figura 44), la primera de ellas corresponde a los nodos de entrada al sistema, la segunda a los nodos compuestos por

funciones *B-spline*, que representan las funciones de pertenencia entre variables lingüísticas. En la capa tres, cada nodo corresponde a reglas difusas, y finalmente, la capa cuatro corresponde a la capa de salida del sistema. El diagrama de bloque del modelo es presentado en la Figura 44.

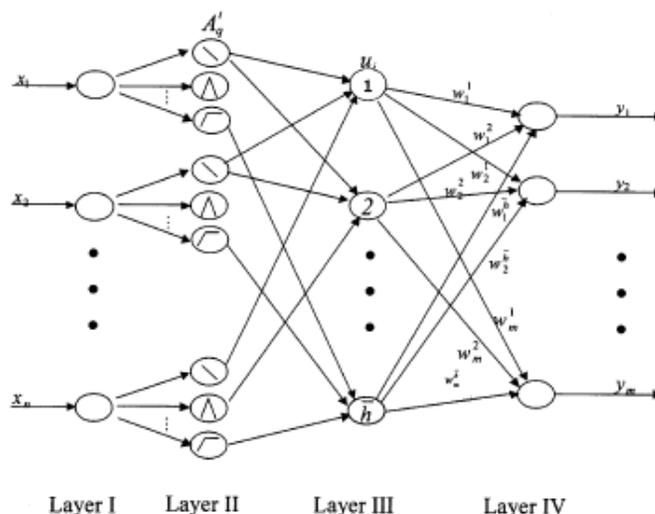


Figura 44. Modelo Merged FFN. (Imagen obtenida de [96])

El objetivo de este modelo es determinar mediante la arquitectura antes presentada, el SoC de un banco de baterías (que se denominó y^*), modelando a cada batería como una parte de la red neuronal. En la implementación del sistema se utilizó un banco de ion litio conformado por cuatro baterías en serie. Las variables de entrada para cada submodelo corresponden a la tensión, corriente y temperatura en la superficie de cada batería, mientras que la salida corresponde a una parte del SoC total del sistema (ver Figura 45). Los parámetros tanto de las funciones de pertenencia como de los pesos de la red neuronal fueron identificados mediante algoritmos genéticos (AG). El diagrama de bloques del modelo implementado se muestra en la Figura 45.

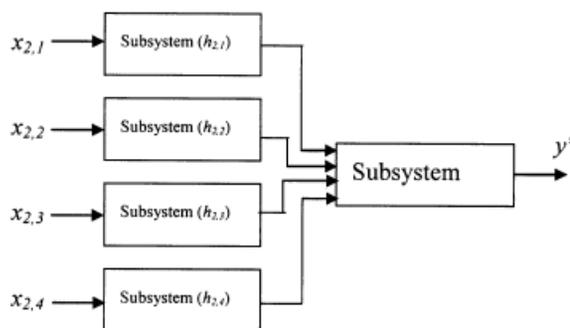


Figura 45. Esquema de funcionamiento del modelo. (Imagen obtenida de [96])

La ventaja de esta arquitectura es que toma en cuenta los efectos de la temperatura propia del acumulador en la determinación del estado de carga, además de enfocar la modelación considerando cada una de las baterías que conforman el banco. Lo único criticable es que debido a esto último, necesita gran cantidad de información para entrenar el sistema, debido a que necesita caracterizar a cada una de las celdas que conforman el banco de baterías.

Por otro lado en [97] se propone un modelo de red neuronal difuso-estocástica (SFNN) para caracterizar el comportamiento de una batería de NiMH. A dicho modelo se aplica posteriormente, el filtro extendido de Kalman para determinar el estado de carga del acumulador.

El modelo SFNN está compuesto de 5 capas (ver Figura 46), la primera de ellas representa la entrada de las variables lingüísticas, los nodos de la capa dos, corresponden a fusificadores de las variables lingüísticas. Los nodos de la tercera capa corresponden a la base de reglas difusas. En la capa cuatro existen nodos que actúan como máquinas de inferencia difusa, y finalmente la capa cinco corresponde a la defusificación del sistema difuso.

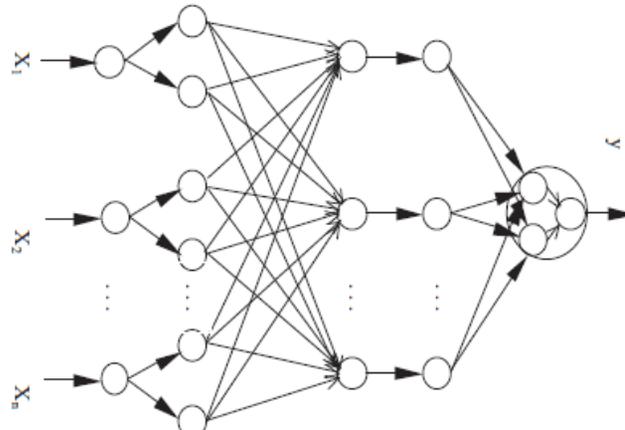


Figura 46. Esquema del modelo propuesto. (Imagen obtenida de [97])

Las señales de entrada son: corriente de carga y descarga (I), temperatura (T) y SoC. La señal de salida del modelo corresponde a la tensión en bornes del acumulador. El diagrama de bloques se presenta en la Figura 47.

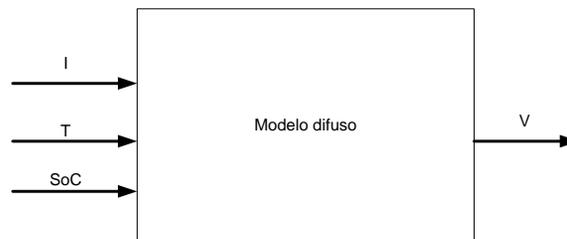


Figura 47. Esquema modelo difuso presentado en [97]

Posteriormente, a este modelo se le aplica EKF para determinar el SoC del acumulador. El desempeño del SoC así obtenido es comparado con otros métodos convencionales, donde se evidencia que el estimador propuesto funciona mejor que los utilizados para la comparación.

La ventaja del modelo SFNN es que puede trabajar con datos ruidosos, además de que considera los efectos de la temperatura. Sin embargo, se tiene que el perfil de validación es muy semejante al perfil con el cual fue entrenado el modelo.

En [98] se desarrolla un predictor del estado de carga para baterías de ion litio, dicho predictor utiliza un sistema de inferencia difusa (FIS) y un sistema de identificación difuso (FI). Lo interesante de este trabajo es que toma en cuenta información de los ciclos de descarga para la predicción del SoC. El diagrama de bloques del modelo se presenta en la Figura 48.

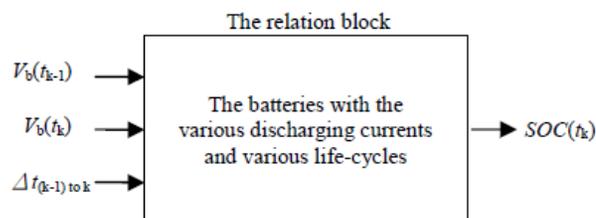


Figura 48. Esquema modelo difuso presentado en [98]. (Imagen obtenida de [98])

En el diagrama anterior $V_b(t_{k-1})$, corresponde a la tensión en bornes de la batería en el instante t_{k-1} , $V_b(t_k)$ dice relación a la tensión en bornes de la batería en el instante t_k , y finalmente Δt_{k-1} corresponde al tiempo desde la muestra $V_b(t_{k-1})$ hasta la muestra $V_b(t_k)$.

Luego de la inferencia difusa se obtuvieron un total de 953 reglas. Lo interesante de este trabajo es que toma en cuenta los efectos de la edad de la batería para la determinación del SoC. Sin embargo, no toma en cuenta los efectos de la temperatura.

Finalmente en [99] se propone un estimador del estado de carga basado en lógica difusa. La arquitectura del estimador se presenta en la Figura 49.

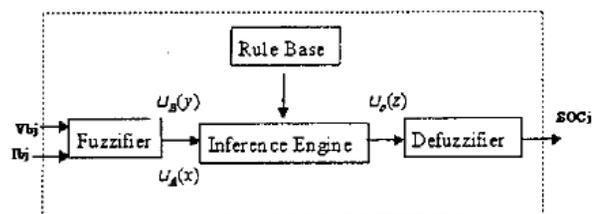


Figura 49. Esquema modelo difuso presentado en [99]. (Imagen obtenida de [99])

Las entradas al sistema corresponden a la tensión y corriente en bornes de las baterías, mientras que la salida corresponde al estado de carga del sistema. Para determinar los conjuntos difusos, se divide el espacio de entrada en 5 zonas, las que son caracterizadas por funciones gaussianas.

4.9.2 Modelo difuso propuesto

El modelo difuso propuesto en esta investigación considera el modelo circuital mostrado en la Figura 50, donde se asume que la tensión en bornes de la batería depende del estado de carga y del nivel de corriente de descarga.

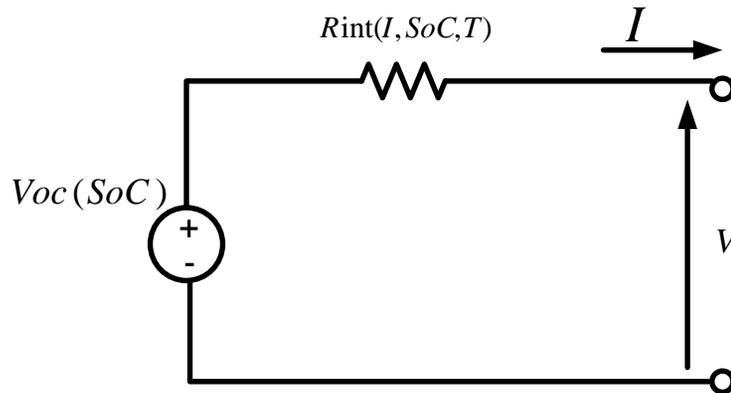


Figura 50. Representación circuital del modelo difuso propuesto

En la Figura 50, la resistencia interna es modelada como una función del SoC, el nivel de corriente y la temperatura. Sin embargo, los efectos de la temperatura son despreciados, ya que las pruebas se realizaron a temperatura constante.

Al resolver el circuito mostrado en la Figura 50, se tiene que la tensión en bornes de la batería (en tiempo discreto) es la siguiente.

$$V_k = Voc_k - I_k R_{int}(SoC_k, I_k) \quad \text{Ecuación 23}$$

Donde Voc_k , corresponde a la relación entre el estado de carga y la tensión en circuito abierto¹⁶ de la batería. Por otro lado, la ecuación anterior puede ser reescrita de la siguiente forma.

$$R_{int}(SoC_k, I_k) = \frac{Voc_k - V_k}{I_k} \quad \text{Ecuación 24}$$

Para poder mapear la resistencia interna en base a la ecuación anterior, se realizarán pruebas experimentales a diferentes niveles de corriente, en base a este mapeo, se utilizará un modelo difuso para interpolar el valor de la resistencia en rangos de corriente para los cuales no se cuenta con información.

¹⁶ Relación que será determinada en forma experimental

Las reglas difusas del modelo quedan como sigue:

$$\text{Regla } j: \text{ If } I_k \text{ es } A_{I,j} \text{ entonces } R_{int_j} = f_j(\text{SoC}_k)$$

Donde el sub índice “I” implica que el set $A_{I,j}$ es un conjunto gaussiano centrado en el nivel de corriente “I”.

En base a esto, se tiene que la resistencia difusa está representada por la Ecuación 25.

$$R_{int}(\text{SoC}_k, I_k) = \frac{\sum_{j=1}^r w_j(I_k) \cdot f_j(\text{SoC}_k)}{\sum_{j=1}^r w_j(I_k)} \quad \text{Ecuación 25}$$

Donde w_j representa el grado de activación de la regla j y f_j es una función no lineal que ajusta el valor de la resistencia R_{int_j} en función de SoC_k al nivel fijo de corriente I_j . Debido a que los conjuntos difusos son gaussianos y centrados en el nivel de corriente I_j , es que en el proceso de identificación de parámetros solo se determinan sus respectivas desviaciones estándar.

4.10 Discusión

En este capítulo se analizaron los distintos métodos que existen para la estimación del estado de carga en baterías. Se aprecia que algunos sólo son posibles de ser aplicados en regímenes que presenten largos periodos de descanso. Otros métodos, resultan de la combinación de modelos fenomenológicos con algún tipo de filtro. Existen otros que si bien podrían utilizarse con el propósito de la determinación del SoC, son más promisorios para la determinación del SoH. Finalmente existen algunos que no necesitan un conocimiento previo del sistema y trabajan según un esquema de caja negra.

Por otro lado, se brindó un completo reporte referente a estimación del SoC mediante lógica difusa. Y se planteó el modelo difuso propuesto en esta investigación.

Ya caracterizados los diversos métodos para la estimación de SoC, y teniendo definida le estructura del modelo difuso propuesto, es necesario centrar el análisis en la obtención de datos experimentales. Esto para implementar y validar los estimadores del estado de carga. Debido a lo anterior, es que en el capítulo siguiente se dan a conocer las etapas de diseño, implementación y marcha blanca del prototipo con el cual se obtendrá la información experimental.

Capítulo 5. Sistema experimental de carga/descarga para acumuladores de energía

Para realizar la modelación de una batería, se debe contar con información de ésta, la que permitirá el entrenamiento, testeo y posterior validación del modelo que la caracteriza. El tipo de información necesaria para la modelación es del tipo entrada-salida, es decir, se perturba el acumulador según señales de entrada (previamente definidas), y se registra su respuesta frente a dichas perturbaciones.

En acumuladores de energía la señal de entrada más usual es la corriente y temperatura, mientras que la señal de salida más común es la tensión en bornes de la batería. [1]

En base a lo anterior, queda claro que la información del sistema es imprescindible para realizar su modelación, es por este motivo que para generarla, se opta por construir un sistema experimental que sea capaz de someter a distintas perfiles de carga/descarga al banco de baterías bajo análisis, y paralelamente realice la adquisición de datos.

El sistema experimental diseñado y construido, basa su funcionamiento en dispositivos de electrónica de potencia denominados IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, por sus siglas en inglés). Por otro lado, la adquisición de datos, y los algoritmos de control se implementan en una plataforma que utiliza una FPGA (*Field Programmable Gate Array*, del inglés) y un DSP (*Digital Signal Processor*, del inglés) respectivamente.

En este capítulo se detalla el diseño y construcción del prototipo. Los tópicos que se abordan son: Descripción del sistema experimental, esquemático general del sistema, diseño y construcción del convertor DC/DC, puesta en marcha del prototipo, lazos de control y pruebas finales realizadas para corroborar el correcto funcionamiento del prototipo.

5.1 Descripción del sistema experimental

Las baterías testeadas en esta investigación son del tipo plomo ácido, las que generalmente se utilizan en aplicaciones fotovoltaicas¹⁷ (características de estas baterías son presentadas en la Tabla 22). Como dichas baterías son de capacidad elevada, es necesario que el sistema experimental pueda trabajar con corrientes relativamente altas (hasta 100 [A]). El sistema además, debe contar con líneas de protección eficaces, que puedan reaccionar de manera autónoma frente a sobrecargas y/o sobre descargas, esto para proteger la vida útil de los acumuladores.

	Plomo ácido
Modelo	Trojan T-105
Proveedor	EMASA
Tensión máxima de carga	2.25 Volt/celda
Tensión nominal	2.00 Volt/celda
Tensión mínima de carga	1.75 Volt/celda
Capacidad	$C_{5h,1.75\text{ V/cel},25\text{ }^{\circ}\text{C}} = 185\text{AH}$

Tabla 22. Características celdas electroquímicas en estudio

Con las celdas mostradas en la Tabla 22, se construye un banco de prueba de configuración 3S1P¹⁸, el cual tiene una potencia nominal de 3330 [W], en base a esta información se pudieron establecer requerimientos sobre el diseño del prototipo, los cuales son resumidos en la Tabla 23.

Potencia nominal	4 [kW]
Corriente máxima	100 [A]
Tensión máxima bus de continua	75 [V]
Potencia máxima	7 [kW]
Señales sensadas	Corriente, temperatura, tensión

Tabla 23. Principales características del sistema experimental

En base a los requerimientos presentados en la Tabla 23, se propuso un diagrama de bloques (Ver Figura 51), el cual resume los principales elementos que compondrán el sistema experimental.

¹⁷ En el anexo D se presenta la hoja de datos dada por el fabricante

¹⁸ Significa tres baterías en serie compuesta por arreglos con una batería en paralelo

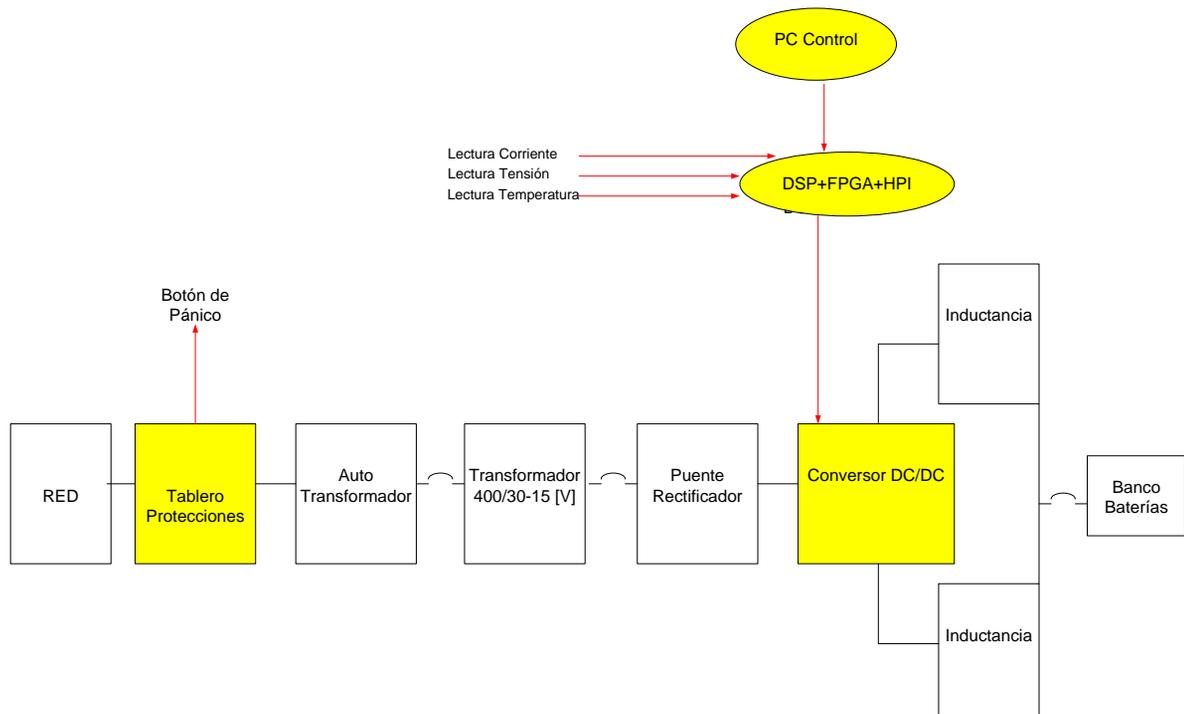


Figura 51. Diagrama de bloques del prototipo

En la Figura 51, los bloques amarillos corresponden a los bloques principales del sistema, mientras que los restantes, o bien fueron formados por equipamiento disponible en el laboratorio de acumuladores de energía de la Universidad de Chile, o bien fueron adquiridos en el mercado.

A continuación se detallan cada uno de los bloques presentes en la Figura 51, y se comenta su función dentro del esquema general.

5.1.1 Tablero de protecciones

El tablero de protecciones constituye la primera línea de protección del sistema. Este se conecta directamente a una toma trifásica, y mediante una botonera se puede energizar el resto de los elementos que forman el prototipo, y desenergizar, en caso de que sea necesario.

El tablero de protecciones presenta en su interior un interruptor termomagnético, conectado en serie a un contactor, el funcionamiento de este último es controlado mediante la botonera. La finalidad de la conexión serie antes mencionada, se basa en tener una protección adicional brindada por el termomagnético, ante alguna falla en la apertura del contactor. El tablero fue construido por el estudiante de ingeniería eléctrica de la Universidad de Chile, Jaime Gallegos. En la Figura 52, se presenta una fotografía de éste, mientras que en la Figura 53 se muestra su plano eléctrico.



Figura 52. Imagen real del tablero de protecciones del prototipo

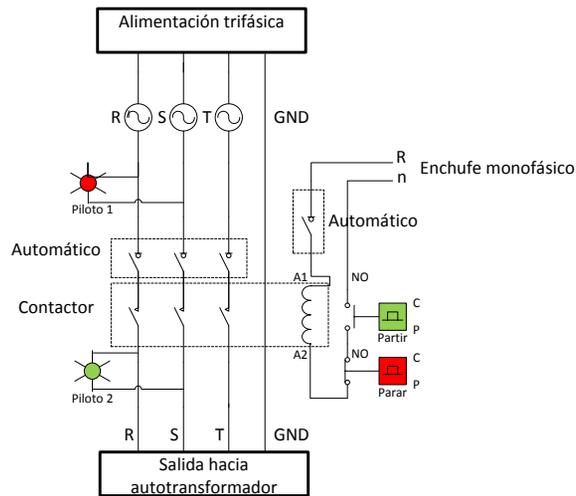


Figura 53. Esquemático del tablero de protecciones

5.1.2 Auto-Transformador

La salida del tablero de protecciones se conecta a un autotransformador trifásico, la salida del cual se conecta a un transformador de bajada. La función del autotransformador es de regular la tensión en el primario del transformador de bajada, lo que produce además, el efecto de regulación de la tensión en el secundario de éste. Entre la salida del autotransformador y el primario del transformador de bajada, se encuentra un termomagnético, que tiene como finalidad aislar estos elementos ante una eventual falla de alguno de ellos. La forma física de este elemento y su diagrama eléctrico son mostrados en la Figura 54 y Figura 55 respectivamente.



Figura 54. Vista lateral autotransformador

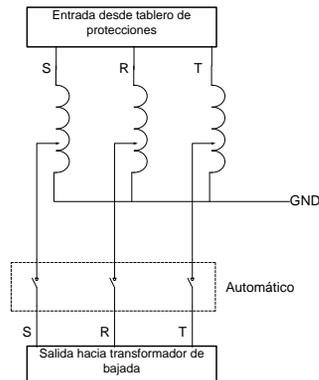


Figura 55. Esquemático del autotransformador trifásico

5.1.3 Transformador

Este transformador es alimentado en el primario con la salida del autotransformador trifásico, mientras que el secundario es conectado a un puente rectificador. La función de este elemento es la bajar la tensión de modo de dejarla en valores adecuados para el banco de acumuladores en estudio. Además de aislar galvánicamente el conversor DC/DC de la red de alimentación.

En la Figura 56, la imagen de la izquierda muestra el exterior del transformador, mientras que la imagen derecha muestra el interior. En esta última figura se observan las dos opciones de conexión del secundario, las que brindan las tensiones de 15 [V] o 30 [V] respectivamente. La Figura 57 muestra el esquemático de este elemento, donde puede observarse la presencia de un termomagnético entre el secundario del transformador de bajada y la entrada del puente rectificador, esto es para proteger estos elementos ante una eventual falla.

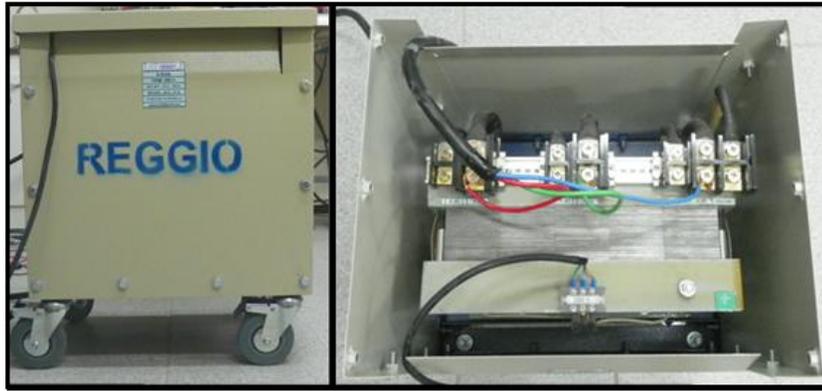


Figura 56. Transformador presente en el sistema

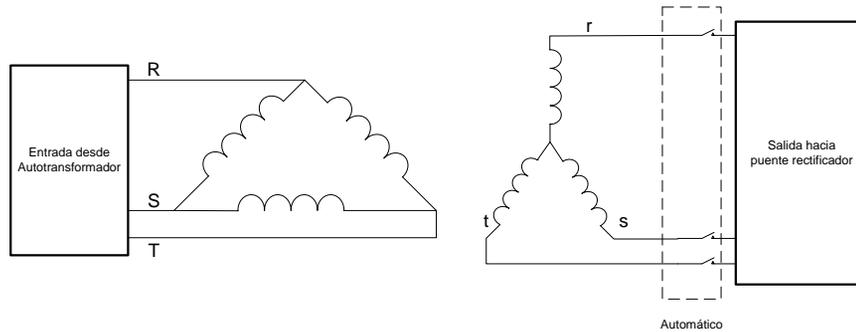


Figura 57. Esquemático del transformador de bajada

5.1.4 Puente rectificador

El puente rectificador permite realizar la interfaz entre corriente alterna y continua. Como entrada recibe la salida alterna proveniente del transformador trifásico de bajada, mientras que su salida corresponde a una señal continua, la cual se conecta al módulo de potencia.

En la Figura 58, se observa que el puente rectificador está montado en un disipador de aluminio, para disipar el calor que se produce en el proceso de rectificación. Su diagrama de conexión se presenta en la Figura 59.

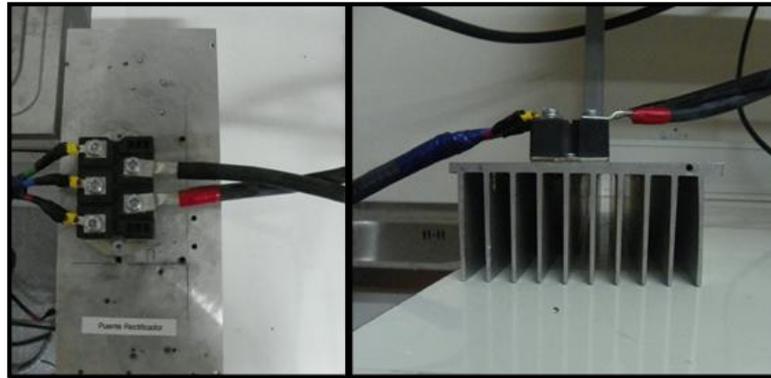


Figura 58. Imagen real del puente rectificador del sistema, a la izquierda una vista superior, mientras que a la derecha una vista lateral

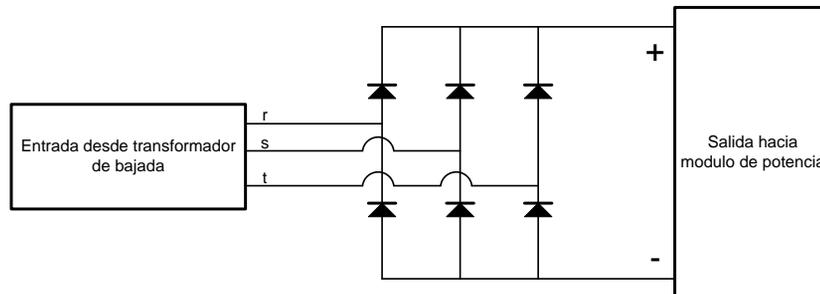


Figura 59. Esquemático del puente rectificador

5.1.5 Conversor DC/DC

El conversor DC/DC está compuesto por tres IGBTs duales (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, del inglés), dos son utilizados para el proceso de carga/descarga (en configuración *interleaved*), y el restante, para el proceso de disipación de energía cuando el sistema está en proceso de descarga.

El IGBT es considerado como un híbrido entre un MOSFET y un BJT [100], esto debido a que presenta características de ambos. Precisamente, se tiene que este dispositivo presenta características de excitación semejantes a los MOSFETs, ya que es controlado por tensión, y es capaz de soportar altas frecuencias de operación (del orden de los 20 [kHz] [100]). Por otro lado, presenta características de conducción análogas a los transistores BJT, en el sentido de ser capaz de operar con corrientes y tensiones altas. Desde el punto de vista físico, un IGBT corresponde a un dispositivo de tres terminales, los cuales se denominan: colector, emisor y compuerta (*gate* en inglés). En la Figura 60, se presenta el símbolo eléctrico de este elemento.

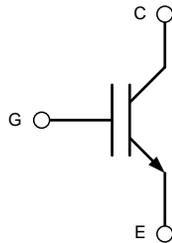


Figura 60. Símbolo eléctrico para IGBT npn.

En la Figura 60, al excitar entre el *gate* y el emisor mediante una señal de control, se controla la conducción entre el colector y el emisor. La magnitud de la señal de control está dada por el fabricante, sin embargo, generalmente es de ± 15 [V]. En concordancia con lo anterior, para excitar al IGBT, se suelen utilizar dos tipos de señales de control, la primera, corresponde a activar la conducción con $+15$ [V], y desactivarla con -15 [V], mientras que la otra corresponde a activar el IGBT con $+15$ [V], y desactivarlo con 0 [V]. En el prototipo, se opta por utilizar la primera combinación, debido a que con esta se disminuyen efectos capacitivos que se producen entre la compuerta y el emisor, por lo cual se tiene un apagado más rápido.

Existen varios tipos de arreglos de IGBTs, en particular en prototipo se utilizan IGBTs duales, los que no son más que arreglos de dos IGBTs conectados en serie, los que están contenidos en el mismo encapsulado. La Figura 61 muestra el esquemático de un IGBT dual.

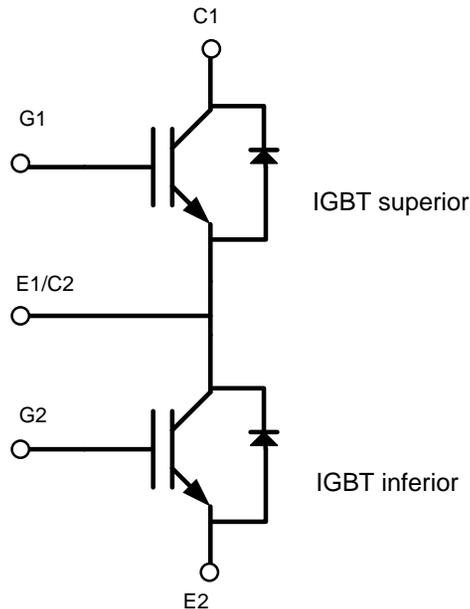


Figura 61. Diagrama IGBT dual

Como se aprecia en la Figura 61, además de los dos IGBTs en serie, usualmente cada IGBT presenta diodos de protección entre el colector y emisor.

Para entender el funcionamiento de estos dispositivos en el convertor DC/DC es necesario considerar la Figura 62. En ella se muestra el diagrama de una pierna de carga/descarga que forma parte del convertor.

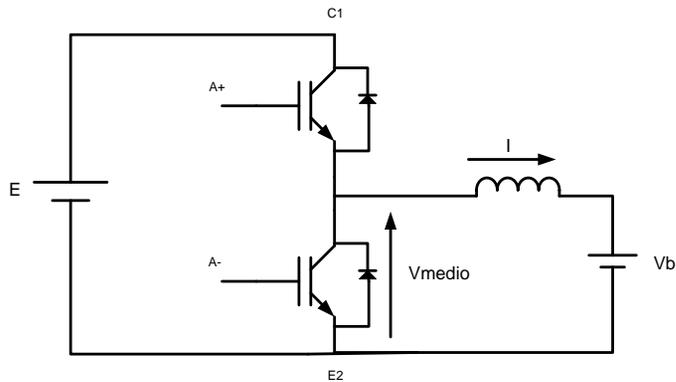


Figura 62. Esquema pierna circuito de carga

El funcionamiento del IGBT dual, según el esquema de la Figura 62, se basa en lo siguiente: Si la tensión media producida por la conmutación de los IGBTs es mayor que la tensión en bornes de la batería, se tiene que la corriente circulará hacia la batería, en caso contrario circulará hacia el *DC-link*.

Por lo anterior, es evidente que la tensión media está determinada exclusivamente por el tiempo de conmutación del IGBT. Por lo cual, se cumple la relación dada por la Ecuación 26.

$$V_{medio} = \frac{V \cdot t_{on}(A+)}{t_{on}(A+) + t_{off}(A+)} \quad \text{Ecuación 26}$$

En la Ecuación 26, se tiene que mientras mayor sea el tiempo de conducción de del IGBT denominado A+ (ver Figura 62), mayor será la tensión media. En el instante en el cual ésta tensión supera a la tensión en bornes del banco de baterías, el sistema se encontrará en proceso de carga. Estando en el caso anterior, al seguir aumentando el tiempo de conducción del IGBT, se tendrá un aumento en la corriente inyectada al banco de acumuladores.

La forma de la corriente inyectada/extraída del banco de baterías es semejante a la mostrada en la Figura 63. En ella se observa que cuando el IGBT superior (A+) está en estado de conducción (y por lo tanto el IGBT inferior A- no está conduciendo), la corriente comienza a aumentar de forma lineal en la inductancia que está en serie al banco de baterías (ver Ecuación 27), dicha corriente proviene del *DC-link*. En el caso contrario, se tiene que la inductancia comienza a inyectar corriente al sistema, esto en forma lineal con pendiente negativa (ver Ecuación 28). Este proceso se repite de manera continua durante el funcionamiento del sistema, tanto para el proceso de carga como de descarga.

Explicado ya el funcionamiento de un IGBT dual, se presenta el esquemático general del convertidor, el cual es mostrado en la Figura 64.

A+ conduciendo: $L \frac{dI}{dt} = E - V_b$ Ecuación 27

A- conduciendo: $L \frac{dI}{dt} = -V_b$ Ecuación 28

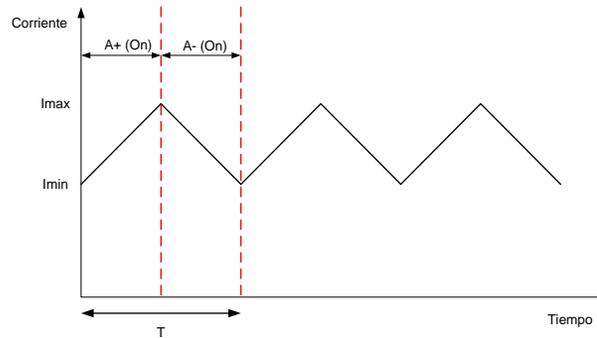


Figura 63. Efecto sobre la corriente debido a la conmutación del IGBT dual, los tiempos de conducción están relacionados al segundo IGBT del dual

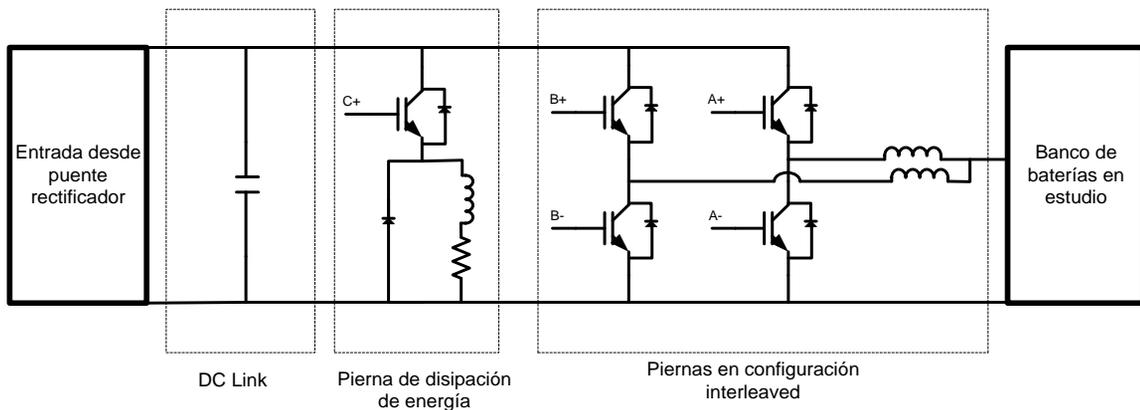


Figura 64. Esquemático general convertidor DC/DC

De la Figura 64, se observa que el convertidor está dividido principalmente en tres secciones. La primera de ellas corresponde al *DC-link*, correspondiente al lado DC del sistema. Por otro lado, la pierna de disipación, es la encargada de disipar la energía proveniente del banco de baterías cuando el sistema está en estado de descarga. El bloque restante es el encargado de inyectar o extraer corriente desde el banco de baterías, esto en un modo de operación denominado *interleaved*.

Las características de los IGBTs utilizados en el conversor, así como también las de las inductancias y el banco resistivo son detalladas en el anexo B.

5.2 Esquemático general del sistema experimental

En la Figura 67, se presenta el esquemático general del sistema experimental.

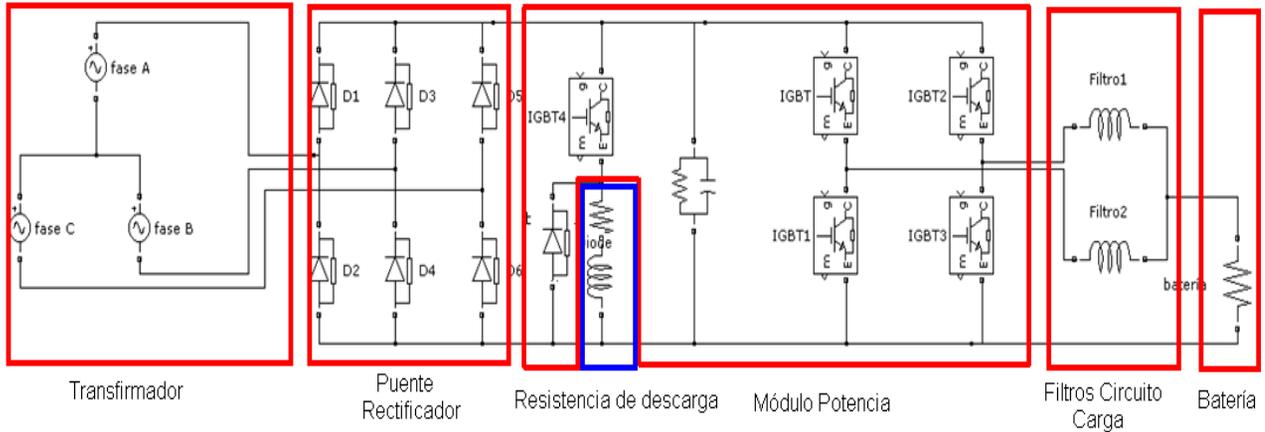


Figura 65. Esquemático general del prototipo

En este esquema (de izquierda a derecha), se observa el secundario del transformador de bajada, el que se conecta al puente rectificador, mediante cada una de sus fases. La salida del rectificador, se conecta directamente a la entrada del módulo de potencia, en el cual, se distinguen tres sistemas fundamentales. El *DC-link*, la pierna de disipación y las piernas de carga/descarga. Notar que en la pierna de disipación, sólo se utiliza el IGBT superior para la conmutación, mientras que del segundo sólo se utiliza el diodo de protección (ver Figura 65).

El funcionamiento del prototipo tanto para el estado de carga como para el estado de descarga se basa en: *El DC-link es el encargado disminuir el ripple de la salida del puente rectificador. En el proceso de carga, se tiene que la tensión media que “ve” el acumulador (inducida por las piernas en configuración interleaved), es mayor que la tensión en bornes de éste, por lo cual, el flujo de energía es hacía él. En caso contrario, el flujo de energía es desde la batería hacia el DC-link, en el cual, comienza a aumentar la tensión en los condensadores debido al almacenamiento de energía, hasta una tensión previamente definida, para el cual, se conecta al sistema la pierna de disipación.*

5.2.1 Topología *interleaved*

Esta configuración se basa en utilizar dos piernas para el proceso de carga/descarga, con lo cual se logra un *ripple* más suave en la corriente que entra o sale de la batería, además permite duplicar la magnitud de ésta (con respecto a las corrientes en las bobinas). Esto se debe a que la corriente que entra o sale del acumulador se divide entre cada una de las fases en *interleaved*. La principal justificación del uso de esta topología, es que las bobinas disponibles no eran capaces de llevar toda la corriente (máxima de diseño, 100 [A]) por sí solas.

Para implementar esta configuración, es necesario que los pulsos de control de los IGBTs que componen esta configuración, reciban un pulso de disparo de tal forma que uno sea el espejo del otro (ver Figura 66), es decir, que haya un corrimiento de 180 grados.

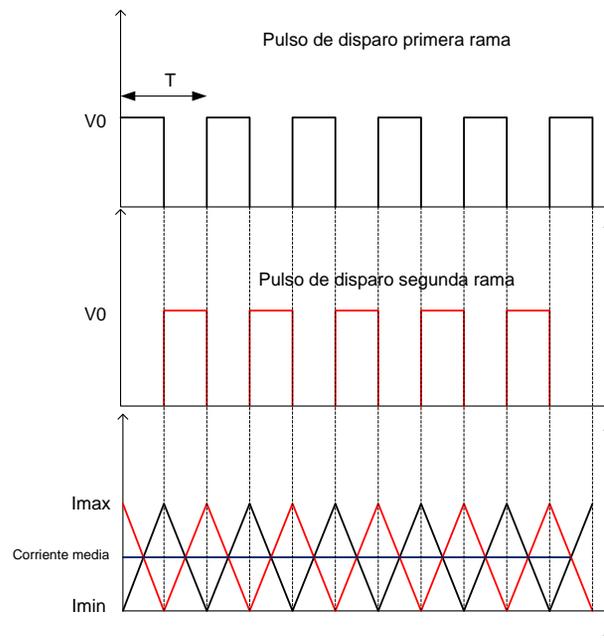


Figura 66. Topología *interleaved*

En la Figura 66, se tiene que el efecto de excitar ambas piernas con pulsos desplazados en 180 grados, se traduce en que la corriente media no oscila entre I_{max} e I_{min} , sino que corresponde a la intersección de las ondas triangulares producidas en cada pierna. Con esto se obtiene una corriente neta más suave (con menor *ripple*), en comparación con la que se obtendría si solo se utilizara una pierna.

Los pulsos de disparo presentados en la Figura 66, corresponden a la forma más simple que puede tenerse en las señales de control, en la cual, la mitad del tiempo de *switching* un IGBT permanece en estado de conducción, mientras que el tiempo restante está en estado de no conducción.

5.3 Diseño y construcción conversor DC/DC y sistema de control

A continuación se detalla el diseño y la construcción del conversor DC/DC, así como también la puesta en servicio del módulo de control.

5.3.1 Conversor DC/DC

Este módulo fue diseñado y construido para esta investigación en conjunto con el profesor Roberto Cárdenas Dobson (Departamento de ingeniería eléctrica, UChile). Para su diseño se tomó en cuenta que este módulo debe soportar un máximo de 100 [A], además de esto, tiene que minimizar al máximo efectos inductivos entre los dos bornes de potencia.

Para el diseño del conversor, los semiconductores fueron montados en un disipador de aluminio, para disipar el calor producido por la conmutación de éstos. El montaje resultante es mostrado en la Figura 67.



Figura 67. Montaje de IGBTs en disipador

Ya establecido el arreglo de los IGBTs, se analizó la forma en la cual se realizarían las conexiones físicas entre ellos. Para esto, se consideraron dos opciones. La primera fue realizar las conexiones mediante perfiles de cobre. Mientras que la segunda, consistía en construir una placa PCB (*Printed circuit board*) doble capa mediante planchas de cobre. La opción elegida, correspondió a esta última, ya que atenúa los efectos inductivos producidos entre los polos. En la sección siguiente se detalla la placa PCB diseñada y construida.

5.3.1.1 PCB de potencia

Esta placa fue concebida como dos planchas de cobre superpuestas, solo separadas por una lámina de papel *presspan*, el cual es un papel aislante fabricado a base de celulosa, muy utilizado en transformadores, condensadores y motores eléctricos. Para mayor seguridad, cada plancha fue barnizada en su totalidad, (salvo en los lugares en los cuales se realizarían las conexiones con los bornes de los IGBTs), por resina epoxica, la que es un polímero termoestable, con la propiedad de ser un excelente aislante eléctrico y presenta una alta resistencia a la temperatura. El conjunto así resultante se montó sobre una placa de acrílico, la cual le brinda estabilidad física al

sistema. El diseño de la PCB de potencia se muestra en la Figura 68, en ella se observa que en la misma PCB se implementó el *DC-link*. Además, en cada una de las piernas del sistema, se implementaron sensores de corriente.

Finalmente, en base al diseño mostrado en la Figura 68, se construyó el módulo de potencia, el cual se muestra en las Figura 69 y Figura 70.

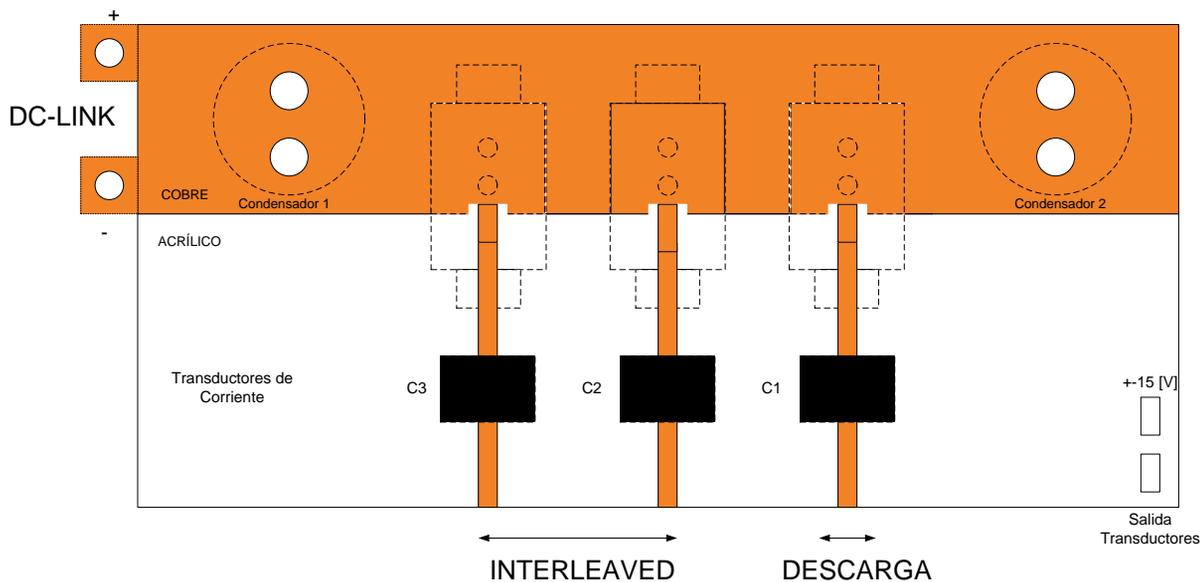


Figura 68. Diseño placa de potencia

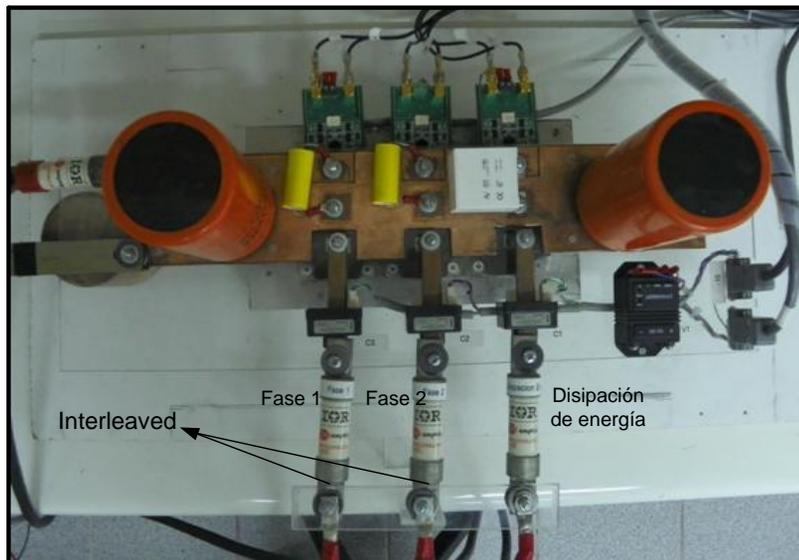


Figura 69. Vista superior placa de potencia del sistema experimental

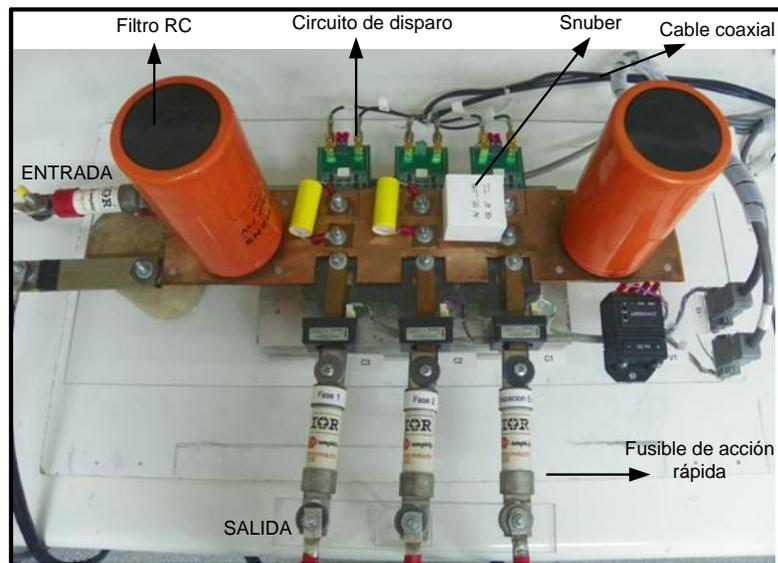


Figura 70. Vista lateral placa de potencia del prototipo

De la Figura 69 y Figura 70, se observa que además de los elementos contemplados en el diseño presentado en la Figura 68, se agregaron algunos adicionales, esto debido a aspectos técnicos y de seguridad.

Los *snubbers* mostrados en la Figura 70, no son más que capacitores que tienen como misión reducir efectos inductivos provocados por un *DC-link* de tamaño considerable. Se utilizaron estos elementos debido a que los IGBTs son antiguos y algo lentos, por este motivo se incluyó una protección adicional a cada módulo IGBT¹⁹.

Los fusibles que se muestran en la Figura 68, son de acción rápida. Estos elementos se utilizan generalmente para proteger semiconductores ante eventuales sobre corrientes. Si bien, no aseguran una protección total, permiten tener una línea de protección adicional sobre el sistema.

5.3.2 Módulo de control

Este módulo permite ejecutar algoritmos de control, recibe las señales provenientes de los transductores del sistema y genera los pulsos PWM (*Pulse Width Modulation*) que controlarán los disparos de los IGBTs presentes en cada una de las piernas del convertidor.

En la Figura 71, se presenta un diagrama de bloques de este módulo.

¹⁹ Se utilizaron estos IGBTs porque se encontraban disponibles y cumplen con los requerimientos de diseño del convertidor

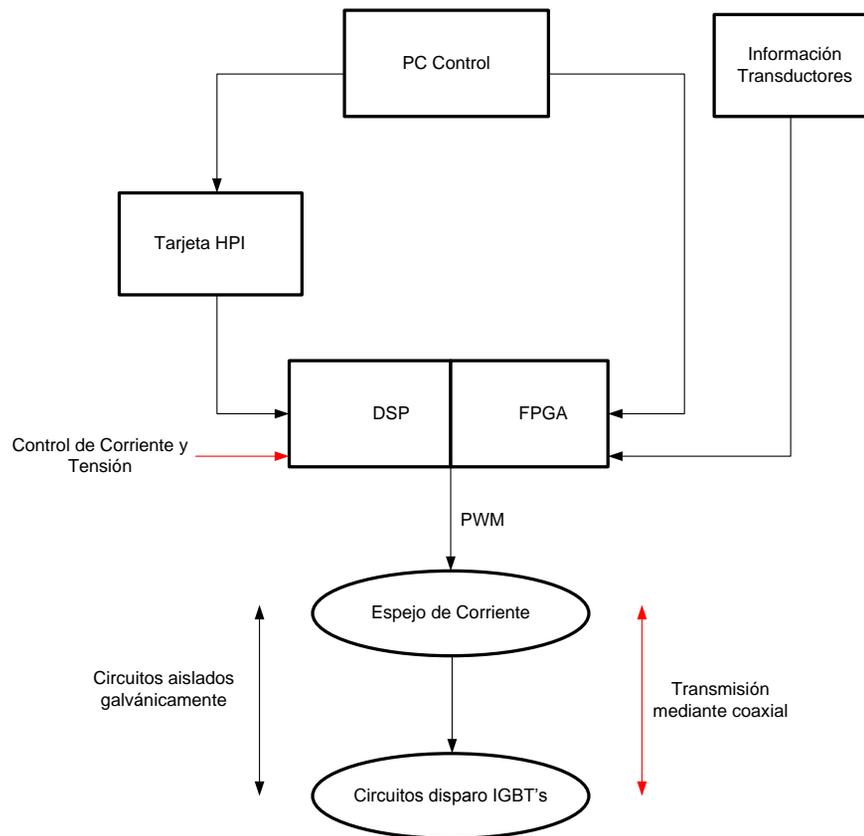


Figura 71. Diagrama de bloques del módulo de control

En la Figura 71, el DSP es la unidad de cómputo del sistema, la que trabaja exclusivamente en formato digital. La FPGA, realiza la interfaz análogo-digital y digital-análogo en el sistema. Finalmente la HPI (*Host Port Interface, del inglés*) es la encargada de comunicar el DSP con el computador de mando.

Tanto el DSP como la FPGA, son programadas, mediante el PC de control. El DSP se conecta al computador mediante la tarjeta HPI, lo cual brinda la posibilidad de consultar y modificar algunas variables de éste.

El funcionamiento del sistema presentado en la Figura 71 se describe a continuación: El DSP en base a las mediciones efectuadas en el banco de baterías²⁰ (tensión, corriente y temperaturas), determina el tiempo de conducción de cada uno de los IGBTs del prototipo, información que es proporcionada en formato digital a la FPGA, la que la transforma a análogo. Esta información corresponde a señales PWM de tensión, las que son transmitidas al espejo de corriente (ver Figura 79), en el cual, son transformadas a señales de corriente y posteriormente transmitidas (vía cable coaxial) hacia cada uno de los circuitos de disparo de los IGBTs. En los circuitos de disparo, la

²⁰ La que previamente fue transformada a formato digital por la FPGA

señal de control vuelve nuevamente a transformarse en tensión, la que excita mediante un optocoplador al circuito de potencia, el cual trabaja con ± 16 [V], señal que finalmente determina la apertura o cierre del IGBT respectivo. Es importante señalar que este lazo se ejecuta con una frecuencia de 4 [kHz], es decir, el tiempo de actualización de las señales de control es de 250 [us].

A continuación se detallan los elementos mostrados en la Figura 71.

5.3.2.1 PC de control

Con este computador, se realiza la programación tanto del DSP como de la FPGA. La conexión hacia el DSP es a través de la tarjeta HPI, y se programa en lenguaje C, mediante un software de la empresa Texas Instruments²¹. Por otro lado, la FPGA se conecta al computador mediante un dispositivo externo, y se programa mediante el software Libero suministrado por la empresa Actel. Es importante mencionar, que a través del *software* MATLAB se puede consultar cada cierto tiempo el estado de algunas variables presentes en el DSP. (Esta característica se utiliza para realizar la adquisición de datos)

5.3.2.2 Hardware de control

En esta sección, se analiza el conjunto formado por la DSP, la FPGA y la tarjeta HPI, esto debido a que están íntimamente ligadas. Éstas son mostradas en la Figura 72 y Figura 73.

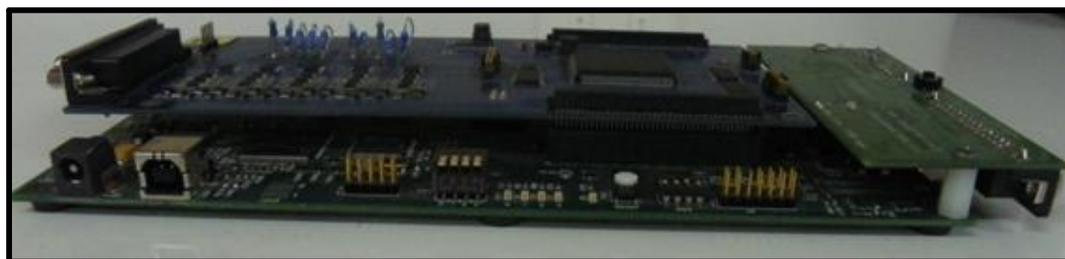


Figura 72. Vista lateral hardware de control

²¹ Denominado *Code Composer*

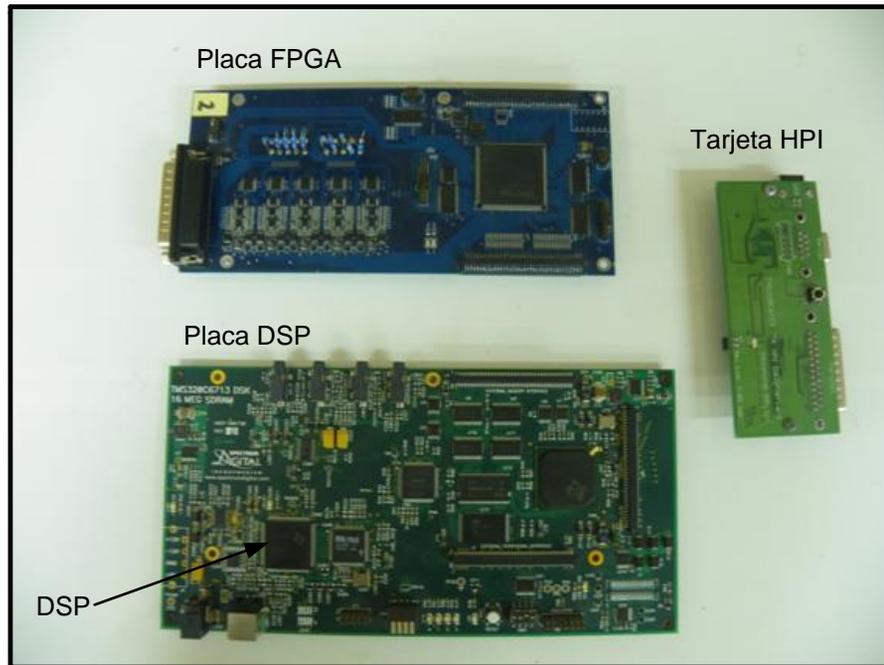


Figura 73. Diversas placas que conforman al hardware de control

El DSP es sólo un procesador, que ejecuta algoritmos de control previamente ingresados a él desde el computador de control.

Es importante destacar que el DSP trabaja con información en formato digital. Por este motivo es que está presente la FPGA, la que además de brindar capacidad de memoria al hardware, es la encargada de realizar la interfaz análoga-digital y digital-análoga. En dicha plataforma, se generan las señales PWM que controlan los IGBTs presentes en el convertidor. Estas señales PWM tienen las siguientes características:

- Para cada pierna en *interleaved*, se producen dos señales PWM, con la particularidad de que una es la negación de la otra.
- El tiempo muerto en las señales de control para las piernas en *interleaved* es de 3 [us].
- Para la fase de descarga, se produce una señal PWM para el IGBT superior, el IGBT inferior siempre recibe una señal de -16 [V], esto para que siempre se encuentre en estado de no conducción.

Además de lo anterior, en el hardware existe una línea de protección adicional al sistema. (Ver Figura 74)

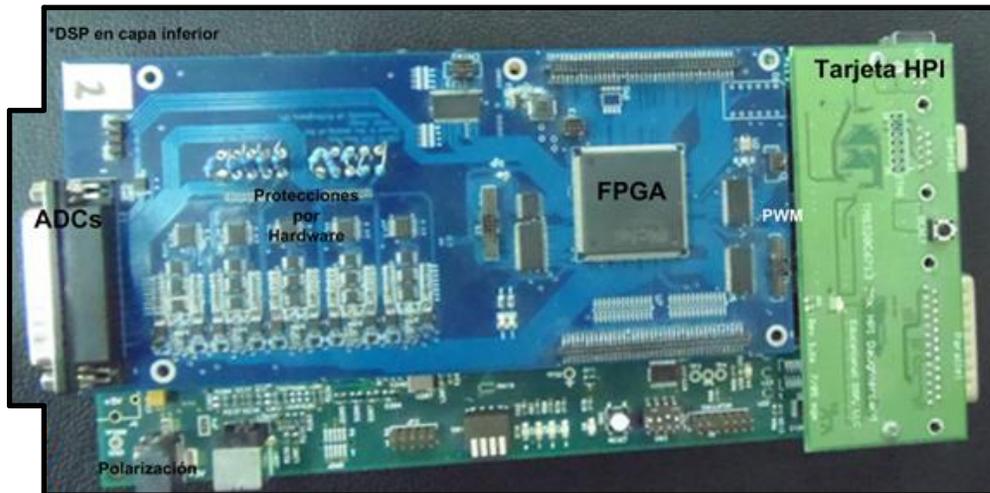


Figura 74. Vista superior del hardware de control

5.3.2.3 Espejo de corriente

Esta placa tiene como misión recibir las señales PWM provenientes de la FPGA, transformas en señales de corriente, y enviarlas hacia los circuitos de disparo, mediante cables del tipo coaxial. Esta tarjeta se utiliza para disminuir el ruido electromagnético en las señales de control. En la Figura 75, se muestra el diseño y la placa construida. En el anexo B se presenta el esquemático de ésta.

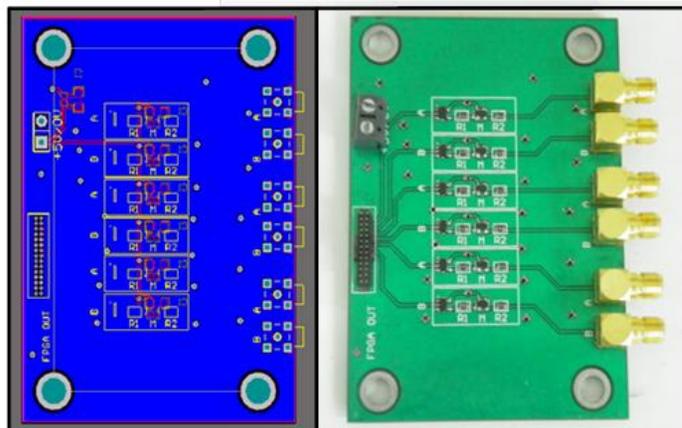


Figura 75. A la izquierda diseño en Altium del espejo de corriente, a la derecha se muestra la placa ya construida

5.3.2.4 Circuito de disparo

Este circuito también denominado *gate driver*, es el actuador que comanda la conducción/ no conducción de los IGBTs, en base a las PWM producidas por la FPGA.

En esta placa se distinguen dos partes, la primera es la encargada de recibir la señal de corriente proveniente del espejo de corriente y transformarla en tensión. La segunda es la encargada de amplificar la señal de control hasta pulsos de ± 16 [V], que son los que al final determinan la conducción o no de los dispositivos de potencia. Ambas etapas

están aisladas galvánicamente mediante un optocoplador, con lo cual se logra independencia entre ellas. En la Figura 76, se muestra el diseño y la placa construida. En el anexo B se presenta el esquemático de ésta.

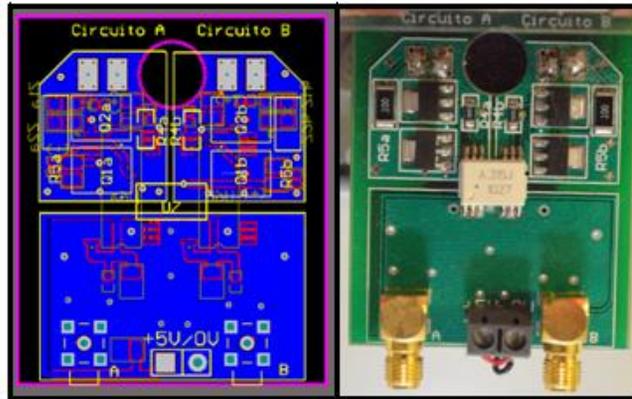


Figura 76. Circuito de disparo del sistema, a la izquierda se presenta el esquemático, mientras que a la derecha la placa ya construida.

5.4 Puesta en marcha del prototipo

En esta sección se detallan los procedimientos y pruebas realizadas para poner a punto los diversos elementos que conforman el sistema experimental. En primer lugar se detallan las pruebas realizadas a las placas que contienen los circuitos de disparo y al espejo de corriente. Luego se describe la aplicación de filtros digitales en los transductores del prototipo. Finalmente, se aborda el tema de la calibración de las protecciones por *software* y *hardware*.

5.4.1 Prueba de espejo de corriente y circuito de disparo

La primera prueba que se realizó para testear las placas de los circuitos de disparo, fue alimentar la entrada con 5 [V] y comprobar que la salida fuera de 16 [V]. Esto efectivamente sucedió en todas estas placas, lo cual es indicio de que están funcionando adecuadamente.

La segunda prueba correspondió a aplicar una señal de control correspondiente a pulsos de ± 5 [V], con una frecuencia de 1 [kHz] en la entrada y registrar su salida. En el caso que los circuitos de disparo funcionaran correctamente, se tendría en la salida pulsos de magnitud ± 16 [V], con una frecuencia idéntica a la de excitación. Esta prueba resultó satisfactoria.

Debido a los buenos resultados en las dos pruebas aplicadas a los circuitos de disparo, es que se procedió a verificar el funcionamiento del espejo de corriente. La prueba realizada correspondió a conectar sus entradas con las señales PWM provenientes de la FPGA, y registrar las salidas correspondientes. Superada esta prueba, se procedió a conectar todo el sistema conformado por la FPGA, el espejo de corriente y los *gate drivers*, y se comprobó que las señales generadas en la FPGA, se obtuvieran en la

salida de los *drivers*. Esta prueba resultó satisfactoria, y entrego los resultados (por cada pierna) que se muestran a continuación.

5.4.1.1 Pierna 1 *interleaved*

Se debe recordar que por cada pierna existe un IGBT dual, debido a esto, es que la Figura 77 y Figura 78 muestran dos formas de onda. Notar además, que las señales de excitación para cada uno de estos IGBTs son negadas; y que entre ellas existe un tiempo muerto que impide que los dos dispositivos estén simultáneamente en conducción. Las ondas capturadas para esta fase son mostradas en las Figura 77 y Figura 78. Notar que la amplitud de estas señales es de ± 16 [V].

En la Figura 77, se observa que las señales de excitación para los IGBTs que conforman esta pierna tienen un carácter complementario. Además de esto, se alcanza a observar la presencia de un tiempo muerto entre ambas, el que evita que ambos IGBTs estén simultáneamente conduciendo. La presencia de este tiempo muerto es mostrada con mayor detalle en la Figura 78. En esta se ve que el tiempo muerto es de aproximadamente 3 [us].



Figura 77. En la imagen superior se ve los pulsos de disparos de la fase 1, mientras que en la imagen inferior se presenta una superposición de éstas

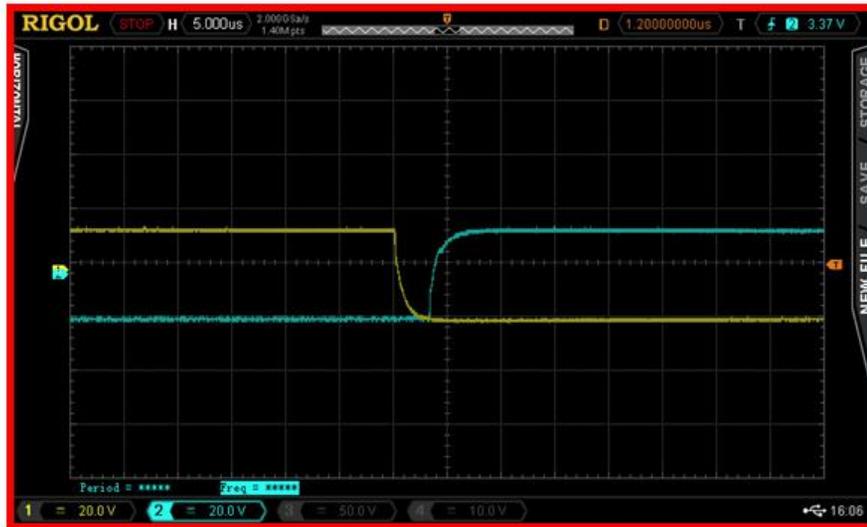


Figura 78. Tiempo muerto fase 1

5.4.1.2 Pierna 2 *interleaved*

Las señales de excitación asociadas a esta fase se presentan en la Figura 79 y Figura 80. Al igual que para las señales de la fase 1, se tiene que éstas tienen una amplitud de ± 16 [V].

En la Figura 79, se muestra en mayor detalle los pulsos de disparo de esta fase, además se pone en manifiesto el tiempo muerto. La Figura 80 muestra un acercamiento de la Figura 79, donde es posible observar con mayor claridad la magnitud de este tiempo.

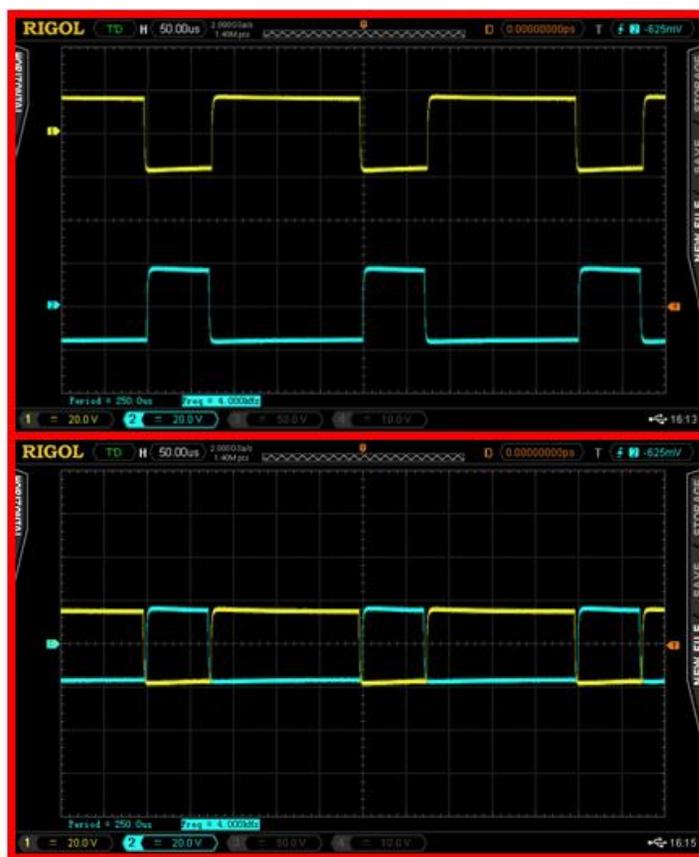


Figura 79. En la imagen superior se ve los pulsos de disparos de la fase 2, mientras que en la imagen inferior se presenta una superposición de éstas

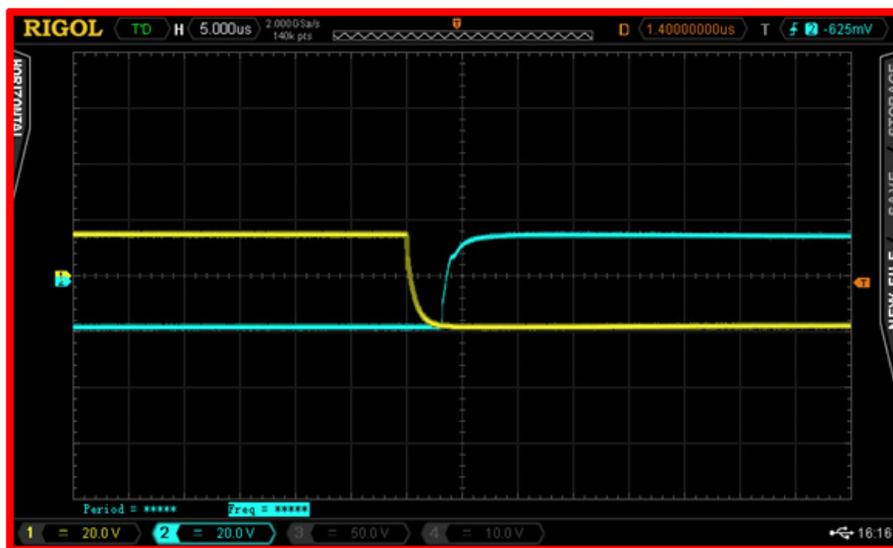


Figura 80. Tiempo muerto fase 2

5.4.1.3 Pierna de disipación de energía

Las señales de control para cada uno de los IGBTs de esta fase se presentan en la Figura 81. En dicha figura se tiene que la señal superior corresponde a los pulsos de disparo que comandan el IGBT superior, mientras que la señal inferior corresponde a la señal de excitación IGBT inferior. Notar que por diseño, el IGBT inferior siempre estará en la situación de no conducción motivo por el cual su señal de excitación siempre será constante e igual a -16 [V].

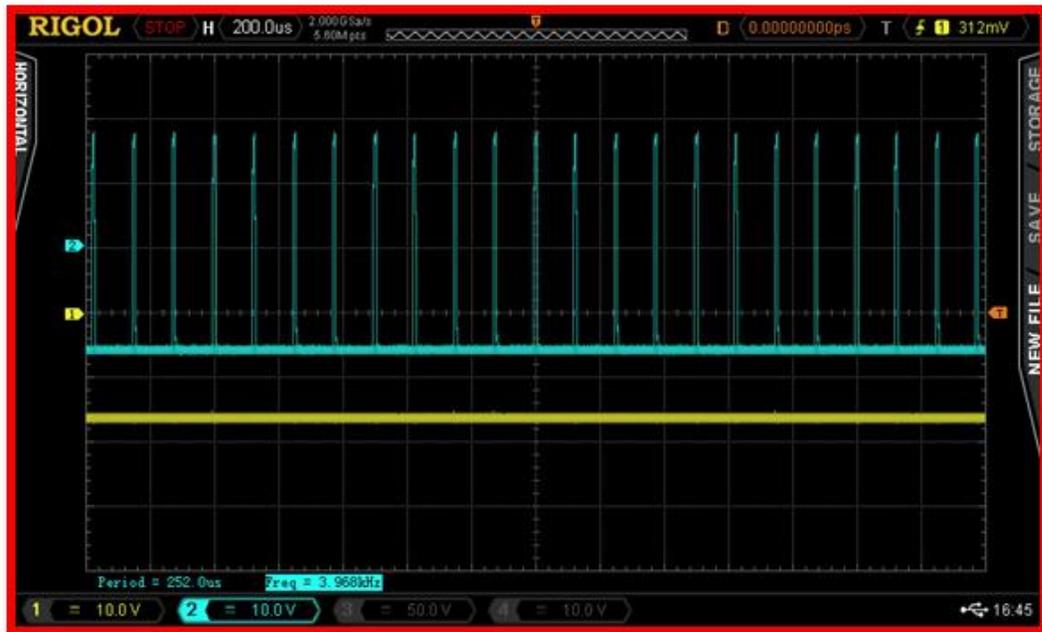


Figura 81. Señales de disparo de IGBTs en pierna de descarga

5.4.2 Filtros digitales implementados en sensores presentes en el sistema

En el *hardware* de control fueron programados algunos filtros digitales para eliminar componentes de alta frecuencia. En particular, para las lecturas de corriente y tensión se programó un filtro pasa-bajo de segundo orden con una frecuencia de corte de 100 [Hz], mientras que en las lecturas de temperatura se programó un filtro pasa-bajos de frecuencia de corte 5 [Hz]. Mayor detalle de la implementación de estos filtros está disponible en el anexo B.

5.4.3 Funcionamiento algoritmo *interleaved*

A continuación se comprueba el correcto funcionamiento del algoritmo *interleaved*, para esto, mediante programación se define un parámetro denominado índice de modulación (IM), el que tiene relación con el tiempo de conducción de las piernas de carga/descarga. Por ejemplo, para un IM de valor 0 se tiene que los IGBTs superiores

de las piernas en *interleaved*, estarán siempre en estado de no conducción. Por otro lado para un IM de 0.5, se tendrá que estos IGBTs estarán 125 [us]²² en estado de conducción y 125 [us] en estado de no conducción. Finalmente para un IM de valor unitario, se tiene el estado opuesto al presentado cuando IM presentaba valor 0.

En la Figura 82, se observa que los IGBTs superiores de las ramas en *interleaved* permanecen la mayor parte del periodo en estado de conducción. En la Figura 83, se presenta una superposición de las señales mostradas en la Figura 82, esto para apreciar de mejor manera el comportamiento *interleaved*.

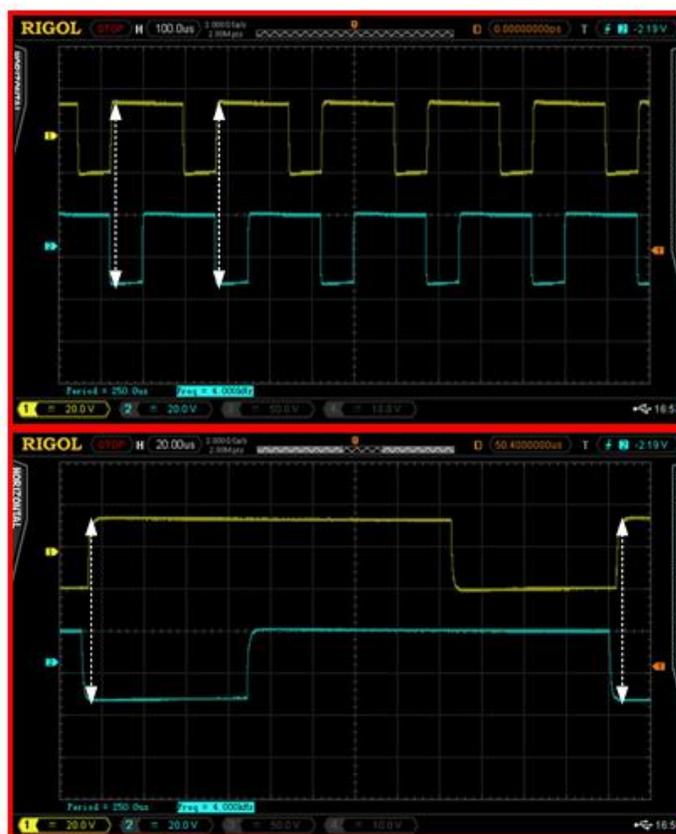


Figura 82. Señales *interleaved* para un IM mayor a 0.5, en la imagen superior se ve el periodo del sistema delimitado con flechas blancas, en la imagen inferior se observa un acercamiento de las señales dentro del periodo

²² Recordar que la frecuencia de *switching* es de 4 [kHz]

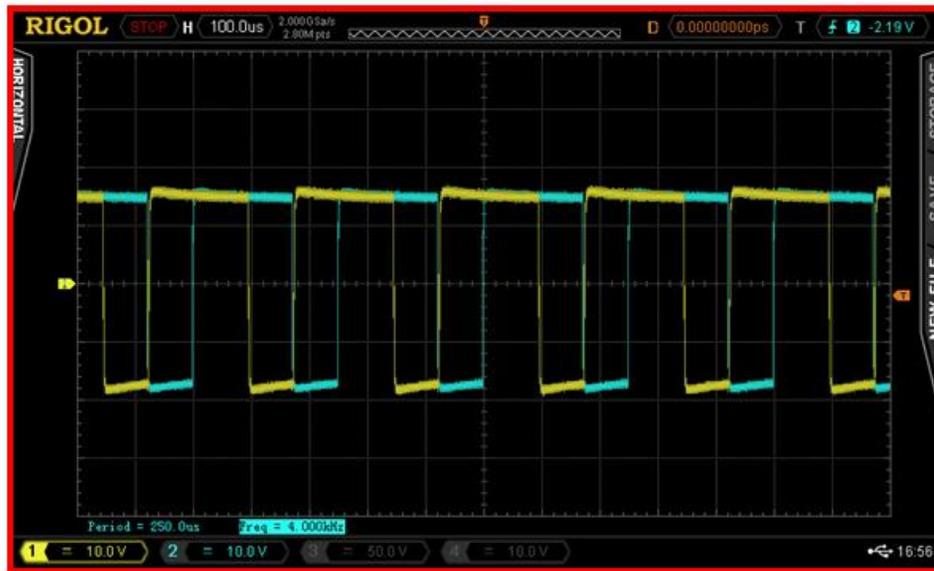


Figura 83. Superposición de las señales de control mostradas en la Figura 82

5.5 Lazos de control de corriente y tensión

El sistema de control a la carga es mostrado en la Figura 84. Cuando el sistema está en proceso de carga se tiene que $V_2 > V_b$, por lo cual el flujo de potencia es desde el *DC-link* hacia el banco de baterías. En este caso se tiene que sólo las piernas en *interleaved* están trabajando, y lo hacen en base a un algoritmo de control del tipo proporcional integral (PI) (ver Figura 84). En este algoritmo de control se tiene que la planta está representada por $2/sL_2$, esto debido a que en configuración *interleaved*, se tiene que las dos piernas están en paralelo. La salida del controlador corresponde a V_2 , mientras que la tensión en el banco de baterías es considerado como una perturbación externa. Si V_2 es normalizado por la tensión en el *DC-link* y si una rutina de *anti-winding up*, es aplicada, se tiene que esta magnitud puede ser considerada como un ciclo de trabajo para los IGBTs en configuración *interleaved*.

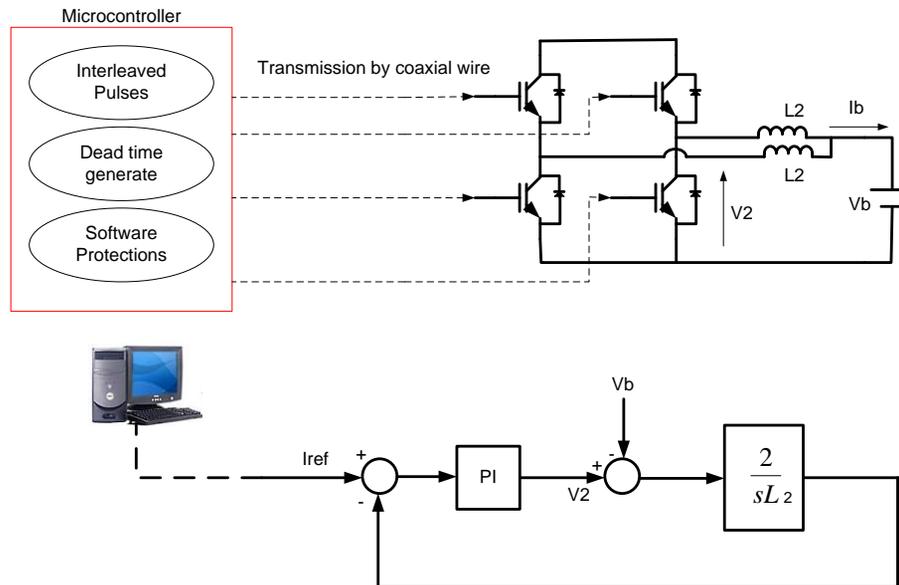


Figura 84. Lazo de control a la carga

Cuando el sistema experimental está descargando el banco de baterías, se tiene que $V_2 < V_b$, luego el flujo de potencia es desde la batería hacia el *DC-link*. Como consecuencia de ello, la tensión en el *DC-link* comienza a aumentar; cuando esta tensión es igual a un valor previamente definido (32 [V]), la pierna de disipación de energía comienza a operar en base al sistema de control mostrado en la Figura 85. En esta figura se tiene que la planta está compuesta por dos funciones de transferencia, una asociada a la pierna de descarga y la otra al *DC-link*. La variable controlada en este modo de operación es la tensión en el *DC-link*. Al igual que para el lazo de control, si la salida del controlador PI es normalizada por la tensión en el *DC-link* y una secuencia *anti-winding up* es aplicada, se tiene que esta magnitud corresponde a un ciclo de trabajo para el IGBT presente en la pierna de descarga.

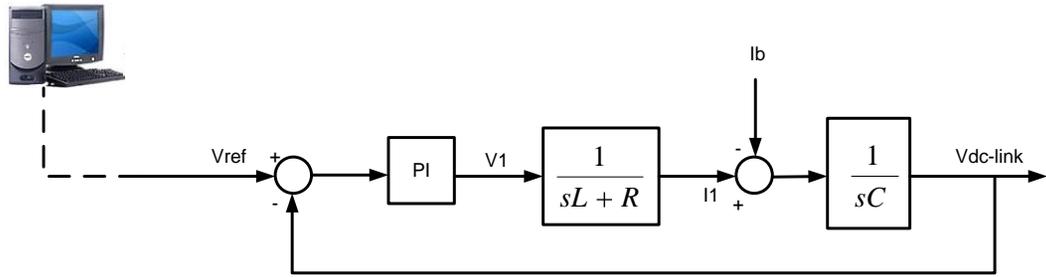
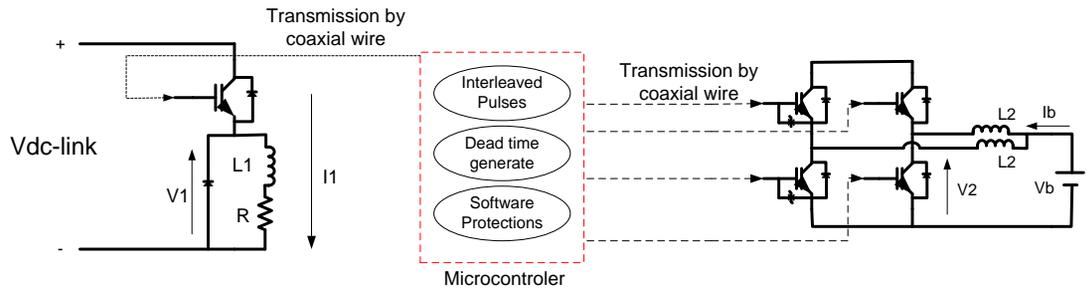


Figura 85. Lazo de control a la descarga

Los requerimientos de diseño de los controladores correspondieron a un factor de amortiguamiento de 0.8 y una frecuencia de oscilación de 20 [Hz]. Con esto, se determinan los parámetros del controlador digital (mediante el *toolbox rltol* de MATLAB). Por lo cual la función de transferencia (para el lazo de control mostrado en la Figura 84) es la dada por la Ecuación 29.

$$H_c(z) = 1.6647 \frac{(z - 0.997)}{z - 1} \quad \text{Ecuación 29}$$

A partir de la función de transferencia antes presentada, se tiene que las constantes del controlador son $K_p = 1.6597059$ y $K_i = 0.0049941$. Al normalizar estas constantes por la tensión en el *DC-link* (30 [V]), se obtienen las constantes definitivas, las cuales son: $K_p = 0.05532$ y $K_i = 0.00016$. Con estas constantes fue programado el control del sistema, y fue afinado de forma empírica con el sistema trabajando con carga. Esta afinación dice relación con pequeñas perturbaciones porcentuales de las constantes proporcional e integral, hasta que se observe un funcionamiento satisfactorio en el desempeño del sistema de control. El mismo par de parámetros obtenidos para la carga se utilizaron para el lazo de control por tensión que trabaja durante el proceso de descarga, obteniéndose un buen resultado.

En la Figura 86 y Figura 87, se muestra el desempeño del sistema de control. La señal de rojo corresponde a la referencia, mientras que la señal de azul corresponde a la señal real.

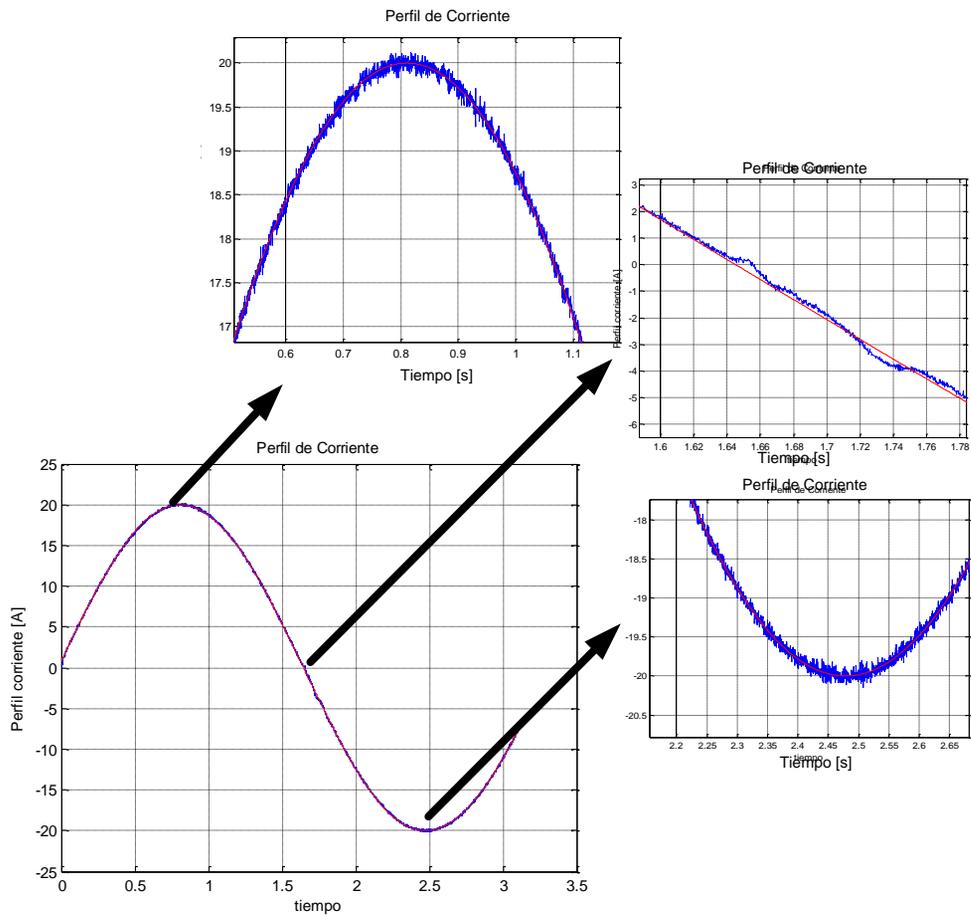


Figura 86. Desempeño sistema de control frente a un perfil sinusoidal de referencia

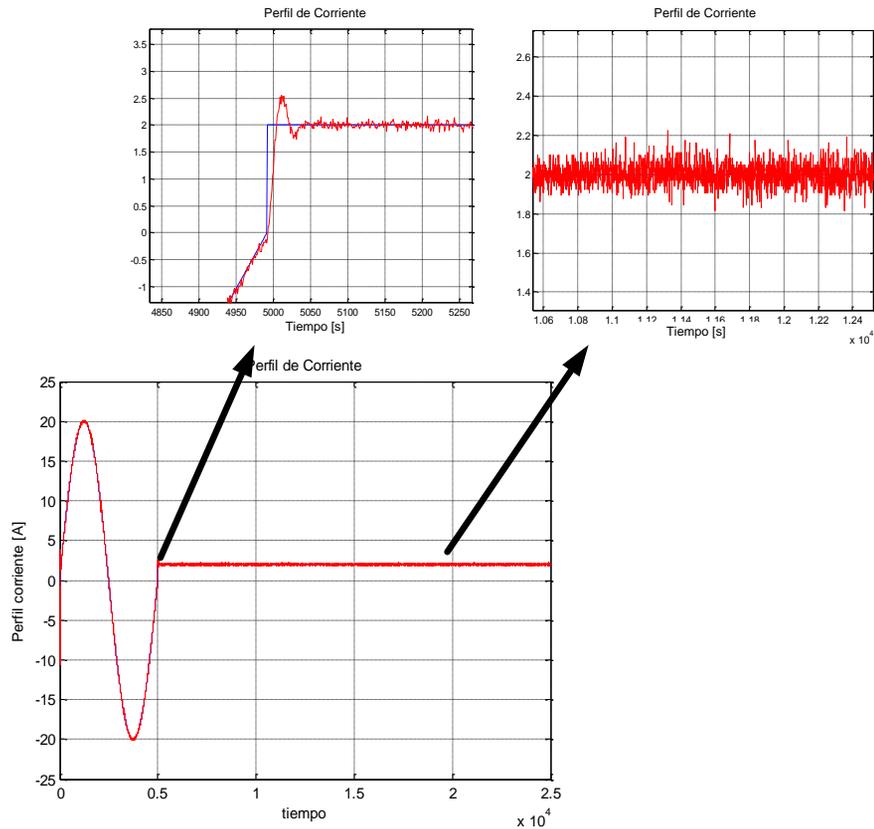


Figura 87. Perfil de referencia para sistema de control

5.6 Pruebas finales del sistema experimental

Posterior a la calibración de todos los subsistemas que conforman el módulo de control y comprobado experimentalmente su correcto funcionamiento, es necesario realizar pruebas del prototipo con carga. Para esto se somete el sistema a diversos niveles de corriente tanto de carga como de descarga, y se registra la conmutación de los IGBTs que componen el convertidor. Finalmente, se presentan algunos resultados registrados por el sistema de adquisición de datos. Cabe hacer notar que las principales características del prototipo son las presentadas en la Tabla 24.

Potencia nominal	4 [kW]
Inductancia en la carga	30 [mH]
Banco de baterías	3 Trojan T-105. Tensión nominal de 18 [V]
Frecuencia de <i>switching</i>	4 [kHz]
Tensión en <i>DC-link</i>	30 [V]
Tensión de conexión pierna de descarga	32 [V]
Inductancia y resistencia en la descarga	15 [mH], 1 [Ω]
Plataforma de control	DSK 6713, FPGA ACTEL A3P400
Capacitancia en dc-link	2 capacitores en paralelo de 75 [V] y 33000 [μ F] cada uno

Tabla 24. Principales características del prototipo.

5.6.1 Pierna 1

En esta sección se analiza el desempeño en la conmutación del IGBT perteneciente a dicha fase. En la Figura 88 y Figura 89 se muestra la conmutación de cada uno de los IGBTs (superior e inferior) para distintos niveles de corriente de carga.

Notar que en ambas figuras existen *peaks* en la tensión conmutada, los que aumentan a medida que aumenta la corriente de trabajo. Éstos se deben a efectos inductivos producidos en la transición que ocurre cuando los IGBTs de esta fase cambian de estado. Estos efectos inductivos se deben a que los IGBTs son antiguos, por lo cual son relativamente lentos. Es importante destacar que estos *peaks* no son un problema para el sistema, ya que los IGBTs soportan 1200 [V] entre emisor y colector.

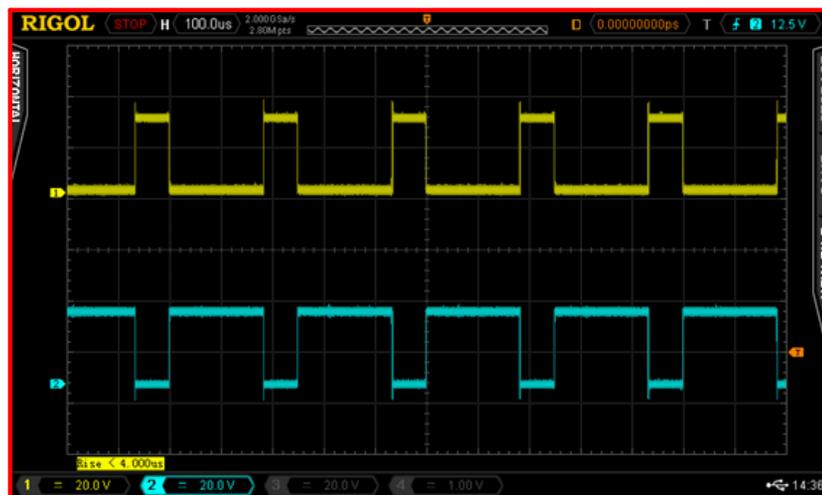


Figura 88. Conmutación de IGBT pierna 1, para una corriente de 10 [A], la señal de amarillo corresponde al IGBT superior, mientras que la de azul corresponde IGBT inferior

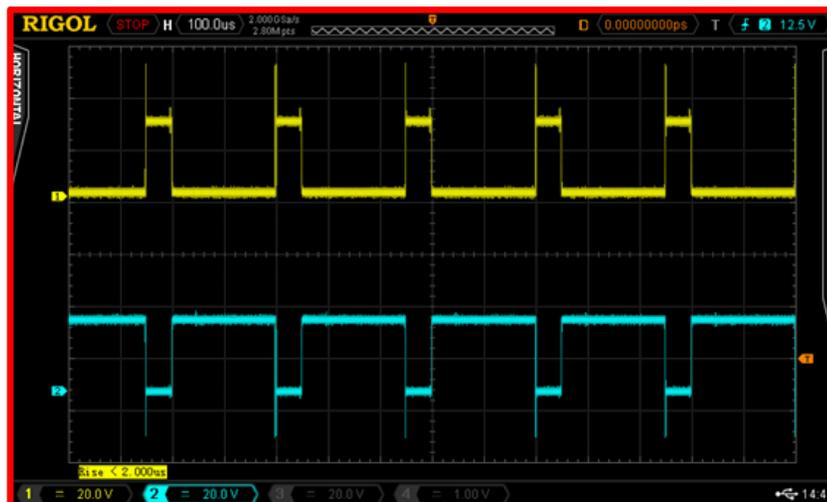


Figura 89. Conmutación de IGBT pierna 1, para una corriente de 20 [A], la señal de amarillo corresponde al IGBT superior, mientras que la de azul corresponde IGBT inferior

5.6.2 Pierna 2

En esta sección se comprueba el correcto funcionamiento del IGBT de esta fase. El desempeño de los IGBTs de esta fase para distintos niveles de corriente de carga, es presentando en la Figura 90 y la Figura 91. Notar que estas figuras muestran la presencia de peaks en esta pierna tal y como ocurre en la pierna 1.

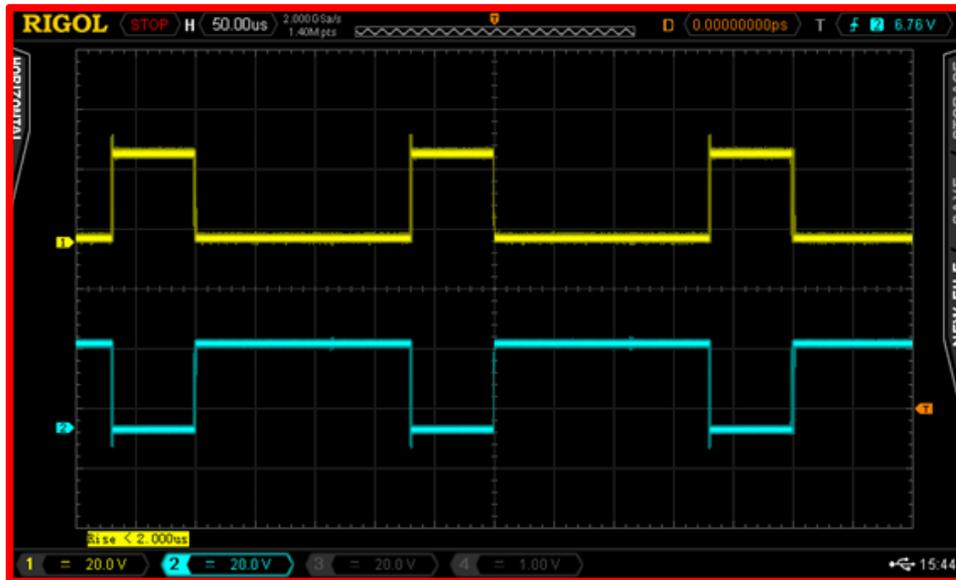


Figura 90. Conmutación de IGBT pierna 2, para una corriente de 10 [A], la señal de amarillo corresponde al IGBT superior, mientras que la de azul corresponde IGBT inferior

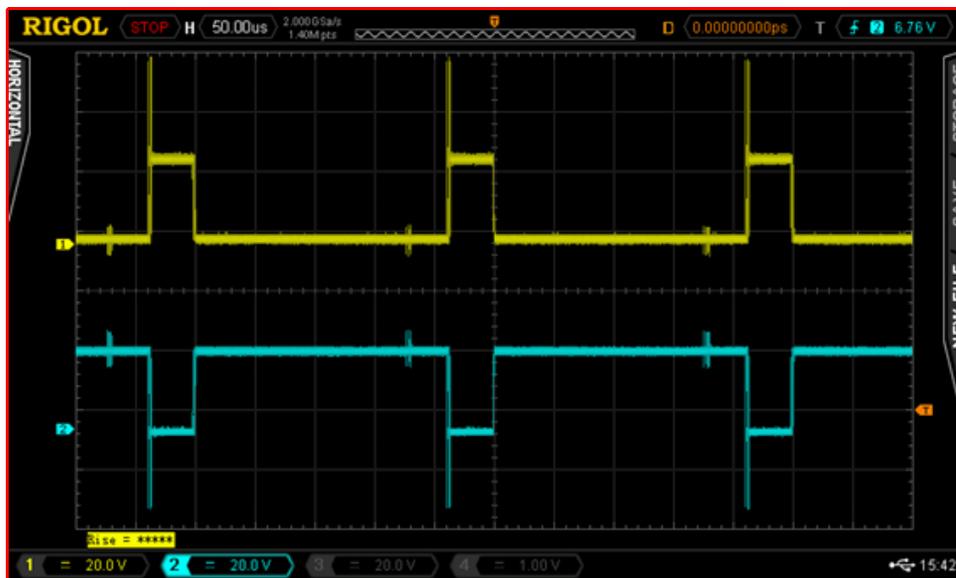


Figura 91. Conmutación de IGBT pierna 2, para una corriente de 30 [A], la señal de amarillo corresponde al IGBT superior, mientras que la de azul corresponde IGBT inferior

5.6.3 Pierna de disipación de energía

Con esta prueba se comprueba el correcto funcionamiento de los IGBTs que componen esta fase. En la Figura 92, se aprecian las señales producto de la conmutación para una corriente de descarga de 10 [A].

Como se observa en la Figura 92, en esta pierna también se producen *peaks* en la tensión conmutada, los que resultaron ser de mayor magnitud que los presentados en las piernas en *interleaved* (para la misma corriente de trabajo). Esto se debe a que el diodo de protección es muy lento.

Por último, hay que destacar que la señal en celeste, corresponde a la polarización que tiene lugar en el diodo de protección del IGBT inferior de esta pierna; ya que el IGBT asociado, siempre se encuentra en estado de no conducción.

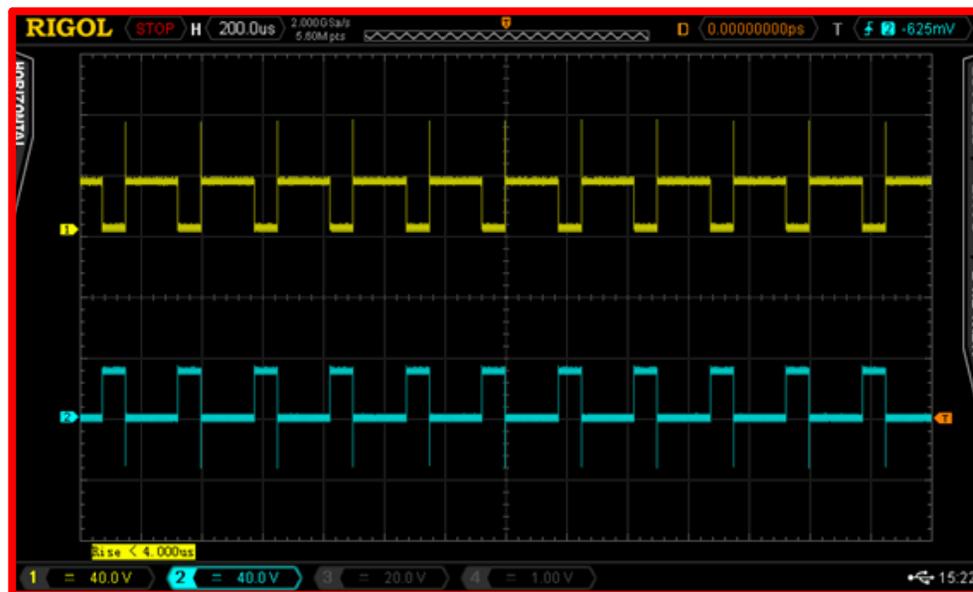


Figura 92. Conmutación de IGBT de la pierna de disipación, para una corriente de 10 [A], la señal de amarillo corresponde al primer IGBT, mientras que la de azul corresponde al segundo

5.6.4 Conmutación *interleaved*

Con esta prueba se comprueba el correcto funcionamiento del algoritmo *interleaved* cuando el sistema opera bajo carga. La Figura 93 muestra los pulsos en cada pierna estando el sistema descargando el banco de baterías.

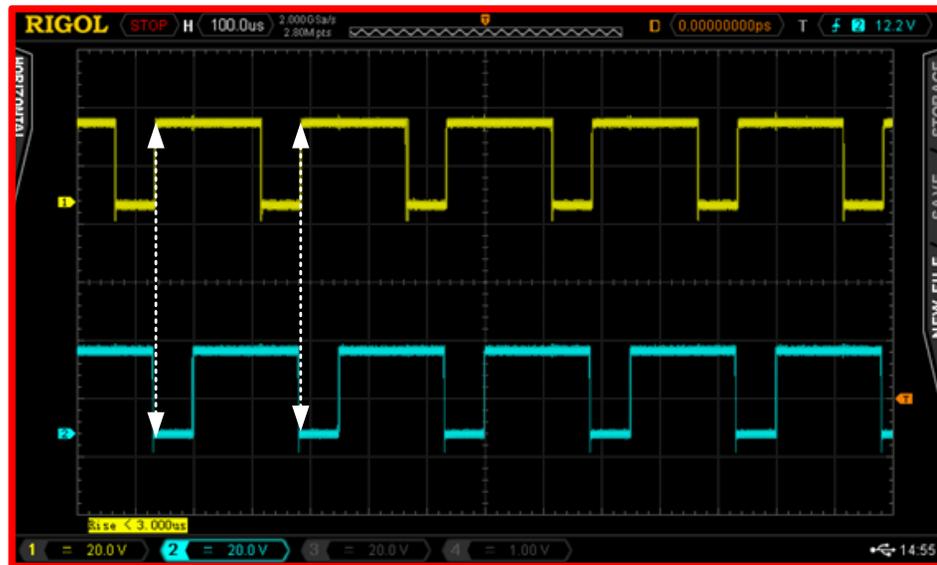


Figura 93. Conmutación de los segundos IGBTs de las piernas de carga, la señal de amarillo corresponde a la conmutación del IGBT inferior de la fase 1, mientras que la señal de azul hace alusión a la conmutación IGBT inferior de la fase 2

5.6.5 Sistema adquisición de datos

En esta sección se presentan algunas pruebas de carga y descarga realizadas al banco de baterías de plomo ácido²³. En la Figura 94 se presenta una prueba de descarga con ciclos de relajación, mientras que en la Figura 95 y Figura 96, se muestra la información asociada a una prueba de carga con ciclos de relajación.

²³ Cabe señalar que este banco era sólo de prueba, las pruebas finales que se presentan en el capítulo siguiente fueron realizadas sobre un banco de baterías Trojan T-105 nuevo

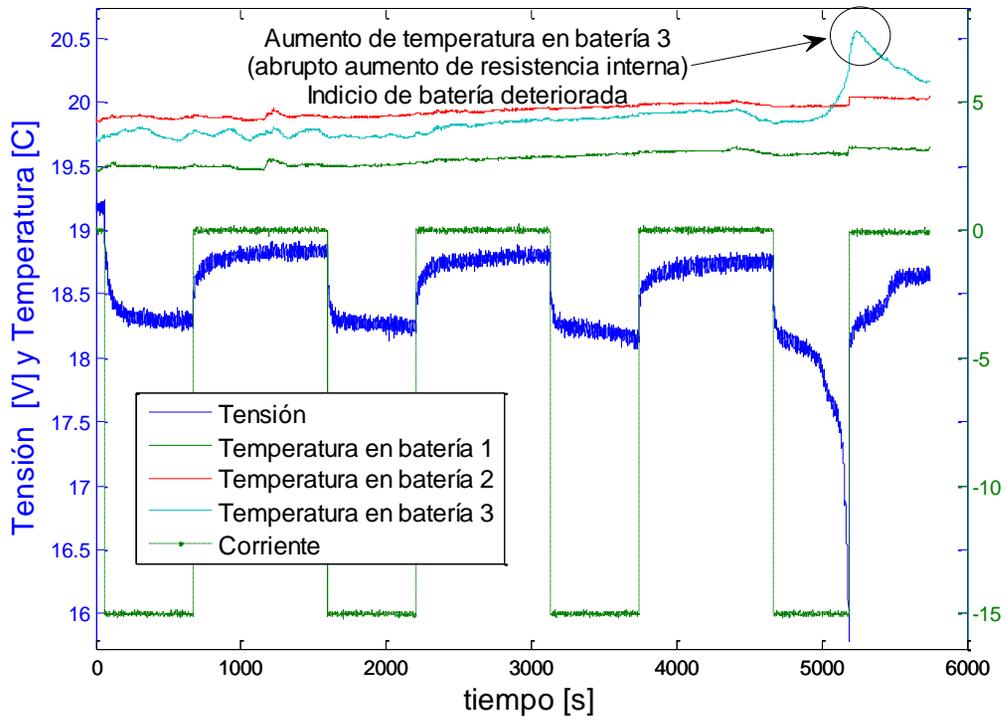


Figura 94. Prueba de descarga con ciclos de relajación

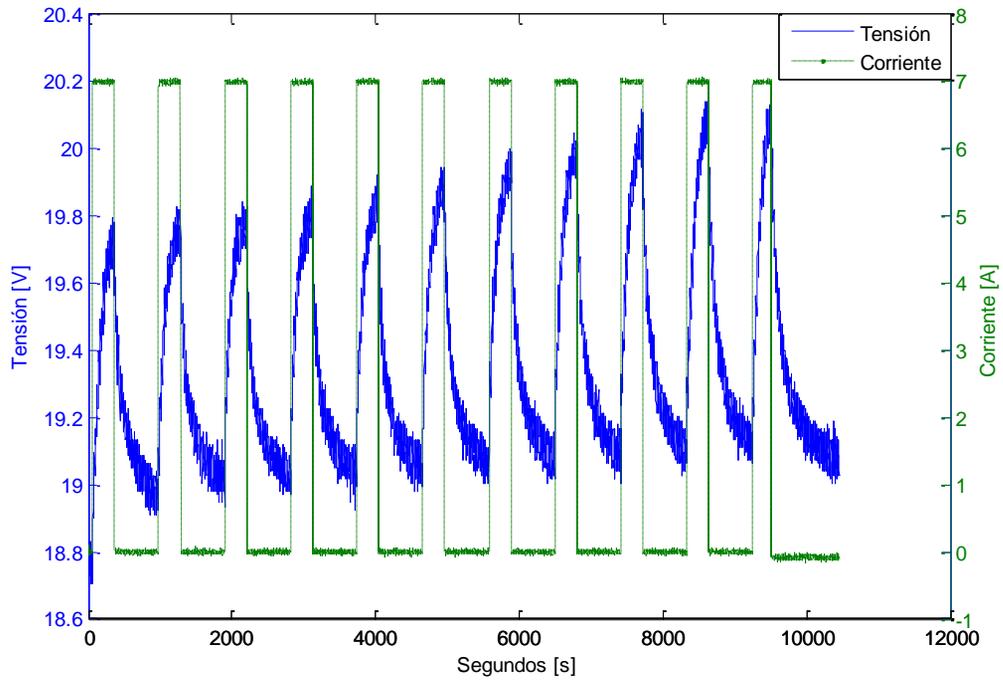


Figura 95. Prueba de carga con ciclos de relajación

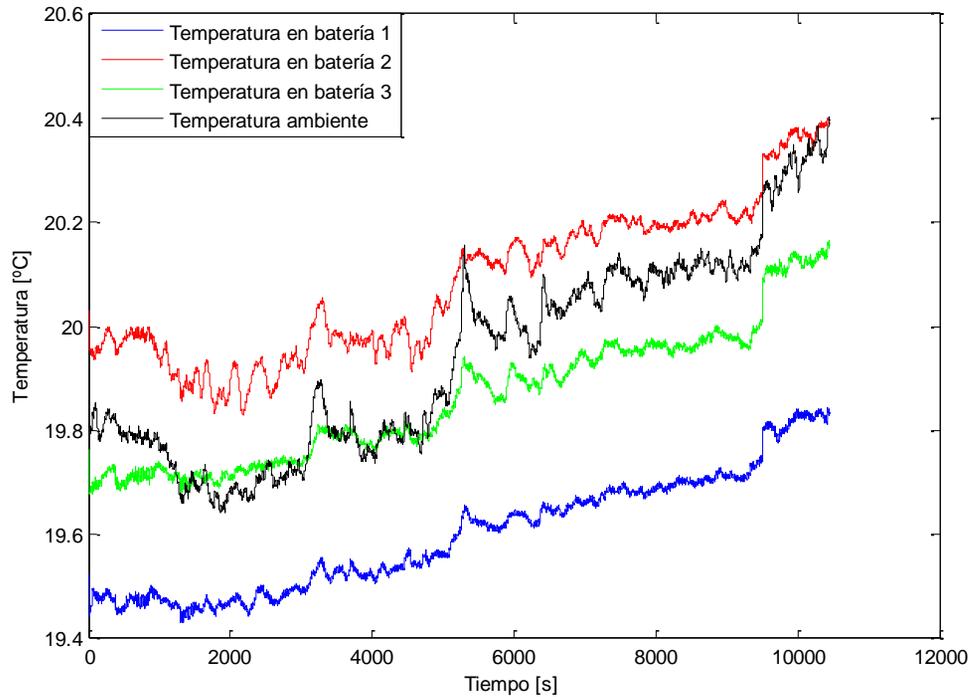


Figura 96. Temperaturas asociadas a prueba mostrada en la Figura 95

5.7 Discusión

En este capítulo se describió de forma detallada el diseño, construcción, puesta en marcha y funcionamiento del sistema experimental. Con esta etapa ya superada se procede a realizar pruebas experimentales para establecer conjuntos de entrenamiento y validación, mediante los cuales se comparará el modelo difuso propuesto en esta investigación con modelos convencionales de baterías, además de los estimadores basados en EKF diseñados. Todo este procedimiento es el tema que aborda el capítulo siguiente.

Capítulo 6. Pruebas experimentales, identificación de parámetros y comparación de estimadores de SoC

6.1 Pruebas experimentales

En esta sección se presentan las pruebas experimentales que se realizaron tanto para entrenar como para validar los modelos estudiados en esta investigación (modelo propuesto, modelo Thevenin, modelo Plett y modelo de Copetti). Todas las señales fueron muestreadas a una frecuencia de 1 [Hz], en condiciones en que se alternan periodos de descarga con ciclos de relajación.

Los periodos de relajación en el diseño de las pruebas experimentales se utilizan para determinar la relación entre la tensión de circuito abierto y el estado de carga del banco de baterías. Esta relación posteriormente servirá para cuantificar el desempeño de los estimadores, debido a que los resultados provenientes de dicha curva serán considerados para el proceso de validación²⁴.

A su vez, los tiempos de relajación establecidos para los periodos de descanso, son cercanos a 1 [hr], debido a que el tiempo de estabilización del banco de baterías fue establecido en 540 [s], y se asumió que el sistema estaba en régimen permanente en tiempos mayores a 5 veces el tiempo de estabilización del sistema.

6.1.1 Conjuntos de entrenamiento

A continuación se describen los conjuntos de entrenamiento utilizados en este trabajo. La prueba mostrada en la Figura 97, consiste en periodos de descarga (de 30 [min]) a una corriente constante de 30 [A], alternada con periodos de descanso (corriente cero) de duración 48 [min]. Este patrón se repite hasta que el banco de baterías está totalmente descargado, es decir, cuando la tensión en bornes sea igual o inferior a 15.85 [V].

La prueba mostrada en la Figura 98, es similar a la prueba mostrada en la Figura 97, la única diferencia es que en este conjunto, el tiempo de descanso del banco de baterías es de 1 [hr].

La prueba descrita en la Figura 99, al igual que las dos anteriores se compone de periodos de descarga seguidos por periodos de reposo (1 [hr]). La particularidad de esta prueba, es que cada periodo de descarga está compuesto por el mismo perfil, el cual, lleva al banco de baterías a trabajar en distintos niveles de corriente.

Además de lo anterior, con esta prueba se puede determinar el comportamiento del sistema ante el mismo perfil de descarga y a distintos niveles de SoC. Por este motivo,

²⁴ El SoC verdadero es el encontrado mediante el método de la tensión de circuito abierto

que ésta se utiliza en el proceso de identificación de parámetros de los modelos analizados en este trabajo. El perfil de descarga se muestra en la Figura 100.

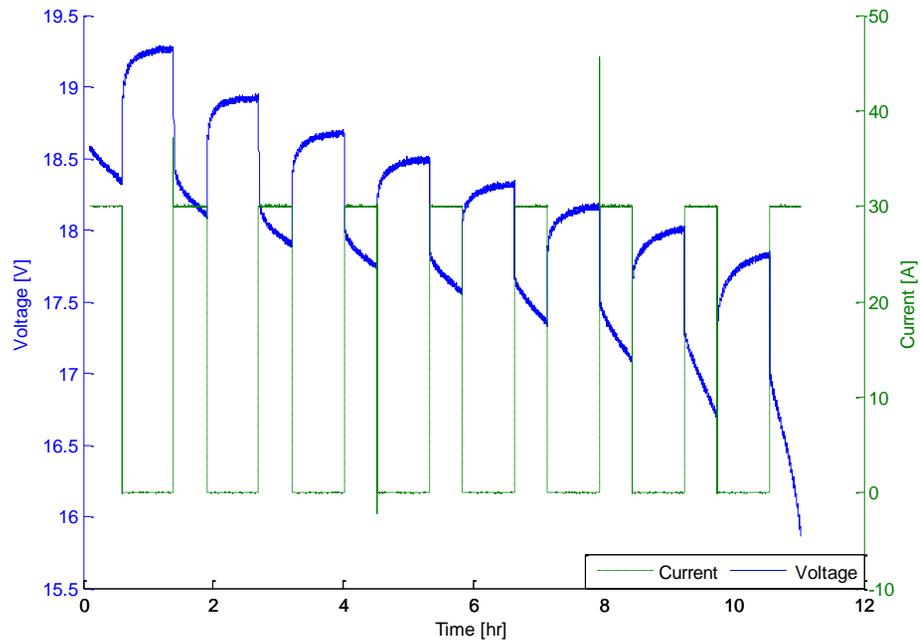


Figura 97. Conjunto de entrenamiento 1

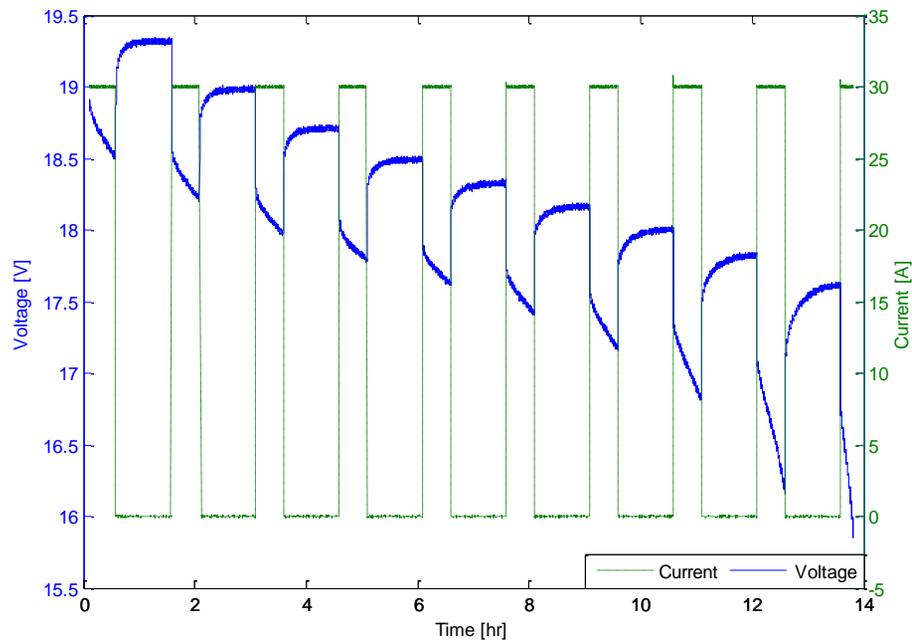


Figura 98. Conjunto de entrenamiento 2

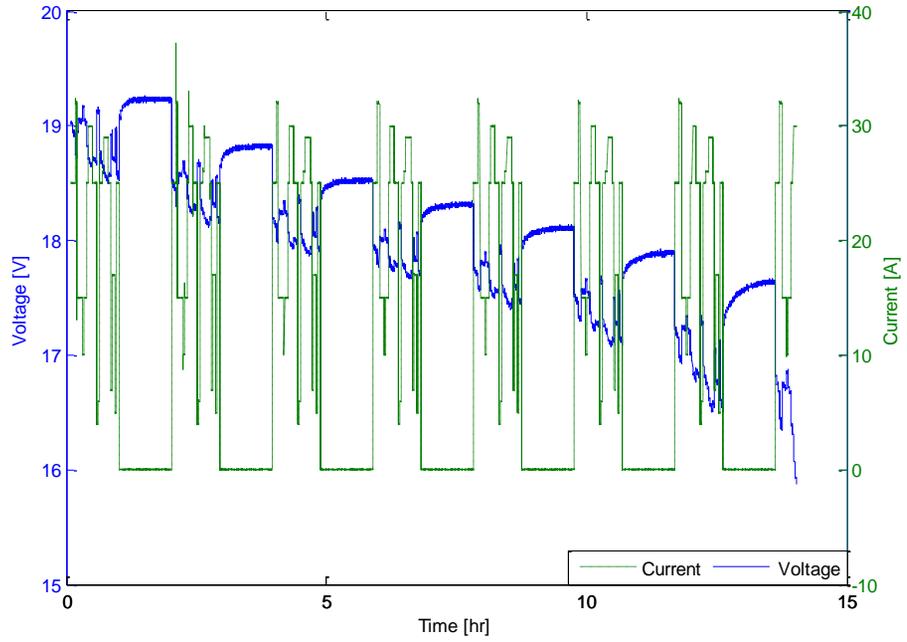


Figura 99. Conjunto de entrenamiento 3

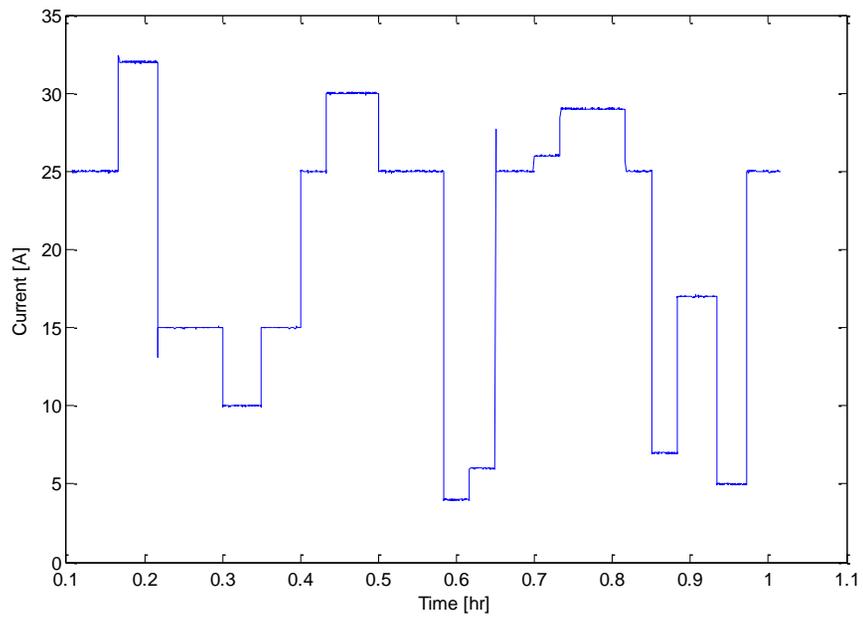


Figura 100. Perfil de corriente de descarga en conjunto de entrenamiento 3

6.1.2 Conjuntos de validación

En esta sección se presentan los conjuntos de validación que se utilizarán para cuantificar el desempeño de los modelos. Estos conjuntos son presentados en la Figura 101, Figura 102 y Figura 103.

La prueba mostrada en la Figura 101, corresponde a periodos de descarga a distintos niveles de corriente, seguidos de periodos de descanso de 1 [hr]. Es importante señalar que los niveles de corriente en esta prueba son distintos a los presentes en la prueba mostrada en la Figura 99.

La prueba presente en la Figura 102, corresponde a periodos de descarga a potencia constante. La prueba comienza con una potencia de 500 [W], luego viene un periodo de reposo de una hora, seguido de descarga a una potencia de 400 [W], luego viene un periodo de descanso de 1 [hr], para dar paso luego, a una descarga a 300 [W] y un periodo de descanso de una hora. Este patrón continúa repitiéndose hasta que el banco de baterías está totalmente descargado. El valor de esta prueba es que corresponde a la simulación del consumo de un vehículo eléctrico cuando éste se encuentra en la situación de velocidad crucero.

Finalmente la Figura 103, se presenta la tercera prueba de validación, esta es distinta a las dos anteriores, dado que cada periodo de descarga se realiza a una corriente distinta a la que se utilizó en el periodo de descarga anterior. Es importante destacar que los periodos de reposo son de 1 [hr], y que la capacidad extraída en cada periodo es constante e igual a 30 [AH].

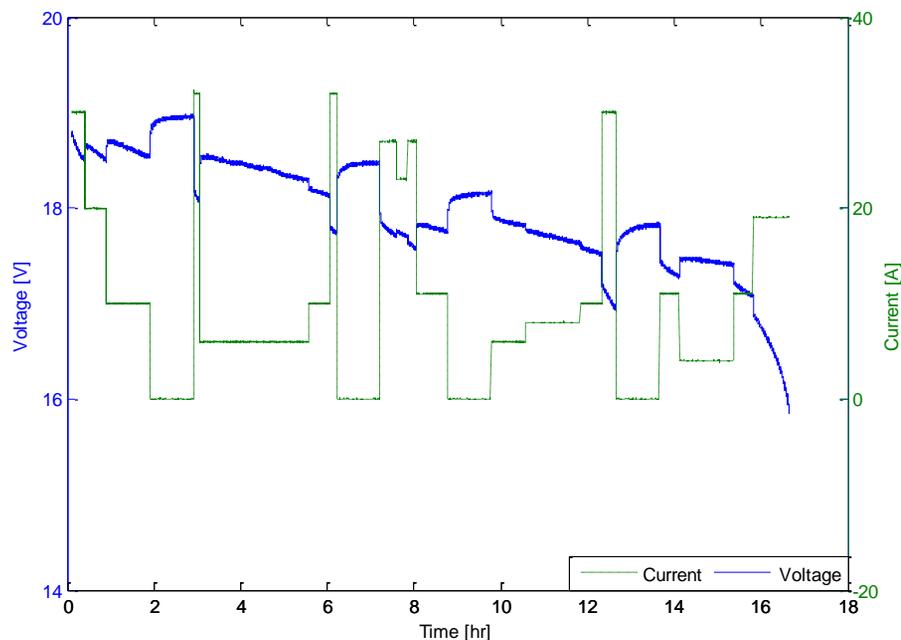


Figura 101. Conjunto de validación 1

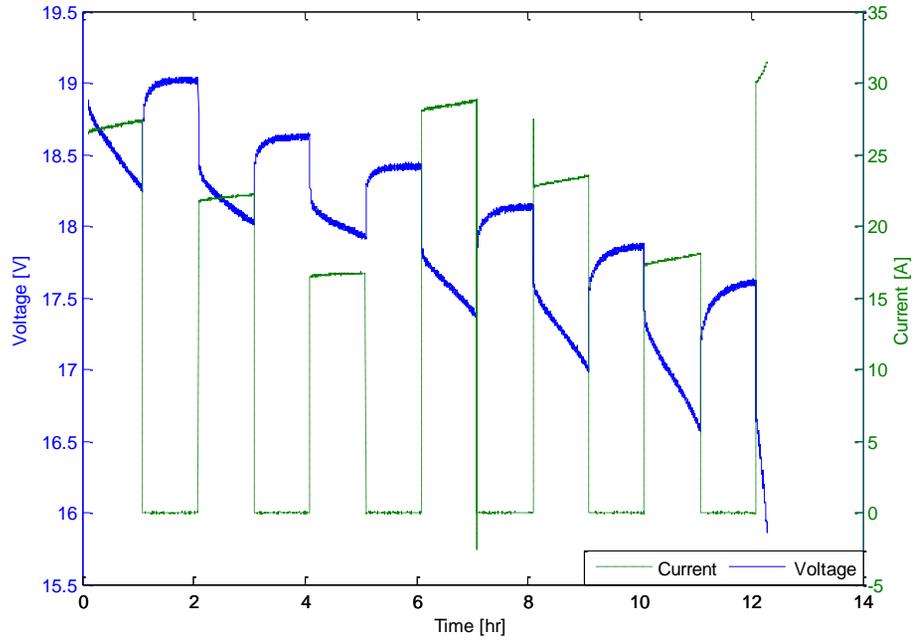


Figura 102. Conjunto de validación 2

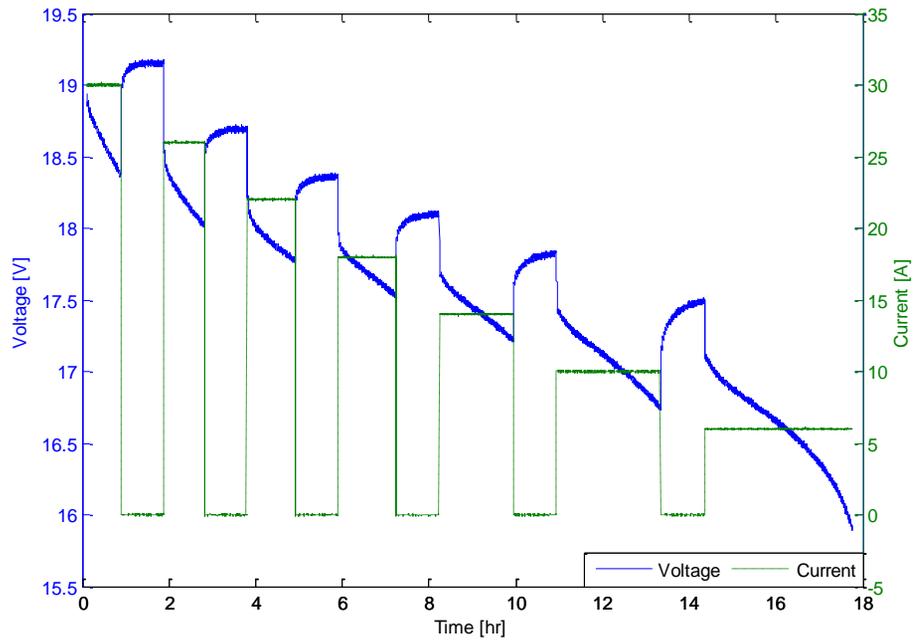


Figura 103. Conjunto de validación 3

6.2 Curva SoC v/s Voc

Para determinar la curva SoC v/s V_{oc} , se utilizaron todas las pruebas de entrenamiento, y se asumió que el SoC es el dado por la integral de la corriente instantánea. En base a esto, se obtuvieron los puntos que se presentan en la Figura 104.

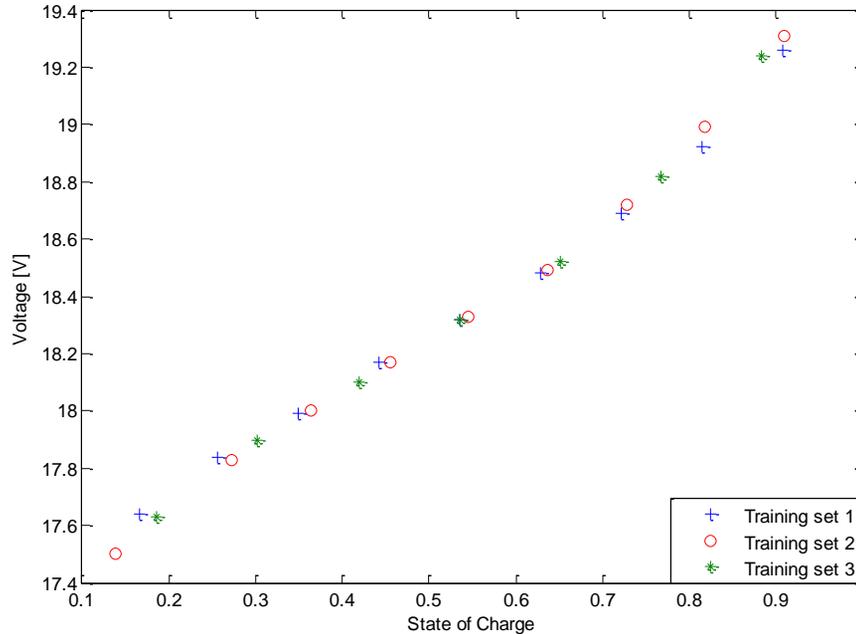


Figura 104. Curvas SoC v/s V_{oc}

Para obtener una curva única, se asume que ésta puede ser aproximada mediante un polinomio de tercer orden, y se identifican sus parámetros mediante algoritmos genéticos (AG). La función de mérito (*fitness*) corresponde al error conjunto entre la curva parametrizada (como un polinomio de tercer orden) y las tres curvas experimentales presentes en la Figura 104, lo que matemáticamente se expresa como:

Ecuación 30

$$Fitness = \frac{1}{n_1} \sum_{i=1}^{n_1} [\hat{V}_{oci}(SoC_i) - V_{1i}(SoC_i)]^2 + \frac{1}{n_2} \sum_{i=1}^{n_2} [\hat{V}_{oci}(SoC_i) - V_{2i}(SoC_i)]^2 + \frac{1}{n_3} \sum_{i=1}^{n_3} [\hat{V}_{oci}(SoC_i) - V_{3i}(SoC_i)]^2$$

El polinomio que representa la curva SoC v/s V_{oc} , es mostrado en la Ecuación 31.

Ecuación 31

$$\hat{V}_{oc}(SoC) = a \cdot SoC^3 + b \cdot SoC^2 + c \cdot SoC + d$$

En la identificación de parámetros, se realizaron 10 réplicas, esto con el objetivo de determinar la convergencia de los AG tanto del mejor individuo como de la población en

general. El resultado de todas la replicas está presente en el anexo C, de estos resultados se eligió el que presentaba menor *fitness* en el mejor individuo. En base a esto, se tiene que la curva SoC v/s V_{oc} para las baterías en estudio es la siguiente:

$$V_{oc}(SoC) = 3.755 \cdot SoC^3 - 5.059 \cdot SoC^2 + 3.959 \cdot SoC + 17.064 \quad \text{Ecuación 32}$$

En la Figura 105, se presenta la dada por la Ecuación 32, junto con las curvas experimentales obtenidas del conjunto de entrenamiento.

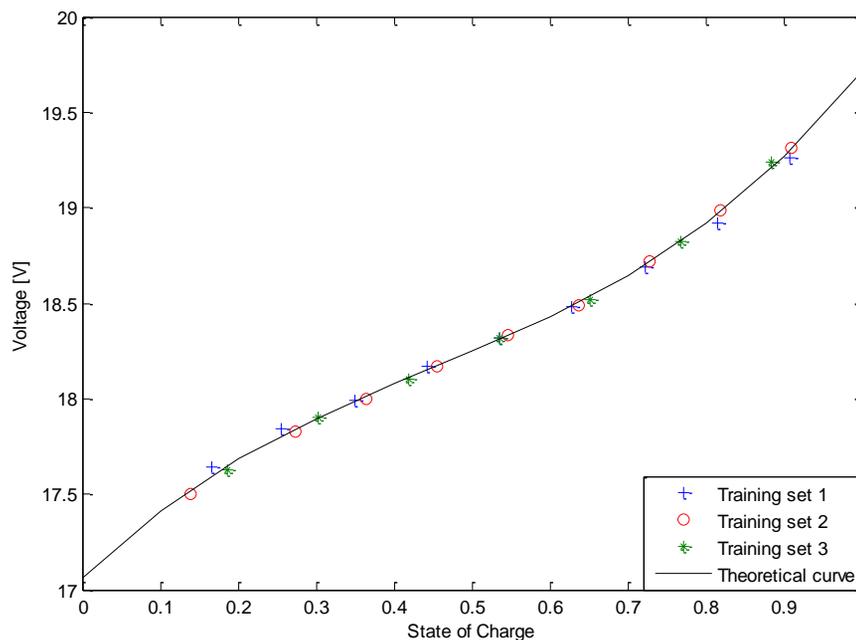


Figura 105. Comparación entre curva teórica y curvas experimentales de SoC versus Voc

6.3 Identificación de parámetros en modelos estudiados

Cabe recordar que los modelos analizados en este trabajo de tesis corresponden al modelo de Thevenin, al modelo de Plett, al modelo de Copetti y al modelo difuso propuesto²⁵.

Para identificar los parámetros de los modelos se utilizará la tercera prueba de entrenamiento (ver Figura 99). Además se asume que el SoC es el dado por la integral de la corriente instantánea. El procedimiento para la identificación de los parámetros es el siguiente:

²⁵ Estos modelos fueron expuestos en el capítulo 3 sección 3.3

- Identificación local mediante el método de mínimos cuadrados no lineal²⁶.
- Los resultados obtenidos en el punto anterior son utilizados como población inicial para mejorar la identificación mediante algoritmos genéticos. (AG)
- Los algoritmos genéticos permiten refinar las soluciones encontradas mediante el método de mínimos cuadrados, es por este motivo que se utilizan en la identificación.
- La función de *fitness* utilizada para la optimización mediante AG, correspondió al error cuadrático medio (MSE, por su sigla en inglés).
- Para cada modelo se realizarán 10 réplicas sucesivas para comprobar la convergencia de los algoritmos genéticos. Además de esto, para cada réplica se da a conocer el *fitness* del mejor individuo y el *fitness* promedio. En relación a esto último, se tiene que el *fitness* promedio indica si la población está convergiendo a la solución óptima del problema.

6.3.1 Modelo de Thevenin de capa simple

Como se describió en la sección 3.3.1, este modelo consiste en una fuente de tensión dependiente del estado de carga, en conexión serie con un filtro RC y una resistencia. El esquema de este modelo se presenta en Figura 106.

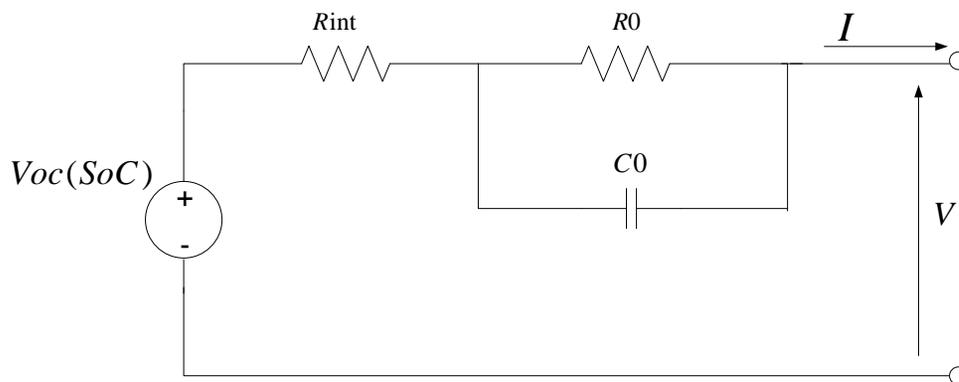


Figura 106. Esquema circuital modelo de Thevenin de capa simple

Para realizar la discretización del modelo de Thevenin, se asume que la corriente es positiva en el periodo de descarga. En base a esto, se tiene que la forma discreta de este modelo es la siguiente:

$$V(k) = V_{oc}(k) + V(k-1) - V_{oc}(k-1) e^{\frac{-T}{R_0 C_0}} - \left[R_0 - (R_0 + R_{int}) e^{\frac{-T}{R_0 C_0}} \right] I_{k-1} - R_{int} I_k \quad \text{Ecuación 33}$$

²⁶ Función *fmincon* de MATLAB

Donde T corresponde al tiempo de muestreo, y R_{int} , C_0 y R_0 son parámetros del modelo que se determinan mediante un proceso de identificación, $V_{oc}(k)$ representa la relación entre el SoC y la tensión de circuito abierto dada por la Ecuación 32.

En el anexo C, se presenta el resultado de las 10 réplicas realizadas, de entre éstas, se escogió la de menor *fitness* del mejor individuo obteniéndose los siguientes valores de los parámetros: $R_{int} = 0.019 [\Omega]$; $C_0 = 28747.99 [F]$; y $R_0 = 0.013 [\Omega]$.

6.3.2 Modelo de Plett

Como se describió la sección 3.3.6, este modelo corresponde a una representación fenomenológica del acumulador, cuya forma está dada por:

$$V_k = V_{oc} - RI_k - \frac{K_1}{SoC_k} - K_2 SoC_k + K_3 \ln SoC_k + K_4 \ln(1 - SoC_k) \quad \text{Ecuación 34}$$

Donde, K_0 representa efectos de polarización, mientras que R_{int} corresponde a la resistencia interna del acumulador. Los parámetros K_1 , K_2 , K_3 y K_4 , corresponden a parámetros de ajuste del modelo.

En el anexo C, se presenta el resultado de las 10 réplicas realizadas, de entre éstas, se escogió la de menor *fitness* del mejor individuo obteniéndose los siguientes valores de los parámetros: $K_0 = 15.33$, $K_1 = 0.471$, $K_2 = -4.408$, $K_3 = -2.249$, $K_4 = -0.085$ y $R_{int} = 0.026 [\Omega]$.

6.3.3 Modelo de Copetti y Chenlo

Como se describió la sección 3.3.5, este modelo presenta cuatro zonas de operación, las que corresponden a una zona de carga, una de descarga, una de sobrecarga y una zona intermedia entre la zona de carga y descarga (para evitar problemas de discontinuidad). En particular, en este trabajo se estudia la zona de descarga, la cual tiene la siguiente forma analítica.

$$V(k) = V_{0d} - K_{0d}(1 - SoC(k)) - \frac{I(k)}{C_{10}} \left[\frac{P_{1d}}{1 + |I(k)|^{P_{2d}}} + \frac{P_{3d}}{SoC(k)^{P_{4d}}} + P_{5d} \right] (1 - q_d T) \quad \text{Ecuación 35}$$

Notar que la primera expresión corresponde a la modelación de la curva que relaciona el estado de carga con la tensión de circuito abierto (Ecuación 32). El segundo término corresponde a la resistencia interna del acumulador, la que depende de la corriente, del estado de carga y la temperatura. Sin embargo, esta última dependencia se despreciará debido a que las pruebas se realizaron a temperatura prácticamente constante.

Finalmente, el modelo de Copetti y Chenlo para la zona de descarga, queda de la siguiente forma:

$$V(k) = V_{oc}(k) - \frac{I(k)}{C_{10}} \left[\frac{P_{1d}}{1 + |I(k)|^{P_{2d}}} + \frac{P_{3d}}{SoC(k)^{P_{4d}}} + P_{5d} \right] \quad \text{Ecuación 36}$$

En el anexo C, se presenta el resultado de las 10 réplicas realizadas, de entre éstas, se escogió la de menor *fitness* del mejor individuo obteniéndose los siguientes valores de los parámetros: $C_{10} = 138.003$ [Ah], $P_{1d} = 49.246$, $P_{2d} = 1.089$, $P_{3d} = 0.0$, $P_{4d} = 2.082$ y $P_{5d} = 1.986$.

6.3.4 Modelo difuso

Como se detalla en la sección 4.9.2 de esta investigación, el modelo difuso propuesto presenta la representación circuital mostrada en la Figura 107. De la cual se desprende la Ecuación 37 y la Ecuación 38. En estas ecuaciones, al igual que sucede en el modelo de Thevenin y el modelo de Copetti, el término $V_{oc}(SoC_k)$ representa la relación entre el SoC y la tensión de circuito abierto, la cual fue determinada experimentalmente y está dada por la Ecuación 32.

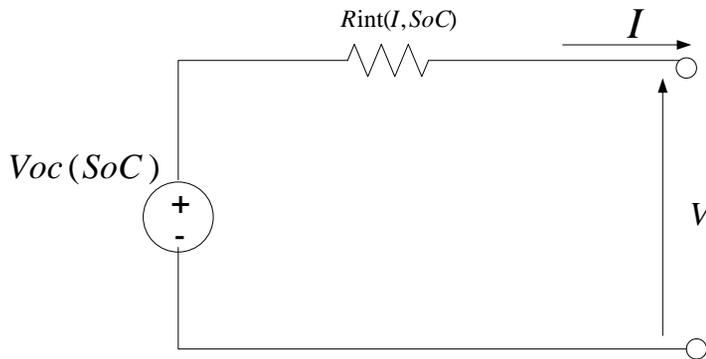


Figura 107. Modelo de batería utilizado para formulación del modelo difuso

$$V(k) = V_{oc}(SoC_k) - I_k \cdot R_{int}(SoC_k, I_k) \quad \text{Ecuación 37}$$

$$R_{int}(SoC_k, I_k) = \frac{V_{oc} SoC_k - V k}{I_k} \quad \text{Ecuación 38}$$

Al aplicar la Ecuación 38, al conjunto de entrenamiento 3, y eliminados los periodos de relajación en el mencionado conjunto, se obtiene la curva de resistencia interna en función del estado de carga²⁷ y de algunos niveles de corriente, según se muestra en la Figura 108.

De la Figura 108, se pueden obtener puntos característicos para caracterizar la resistencia interna en función de diversos niveles de corriente. En particular, se eligieron los siguientes niveles de ésta: 10, 15, 25 y 32 [A]. En la Figura 109, se presentan puntos característicos de resistencia en función de los niveles de corriente antes mencionados.

²⁷ Dado por la integral de la corriente instantánea

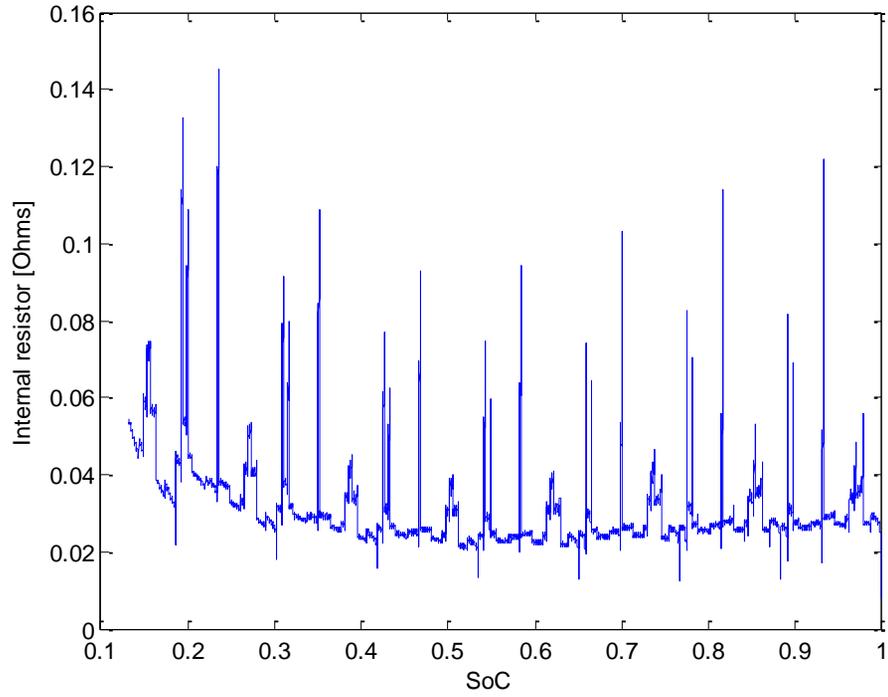


Figura 108. Resistencia interna en conjunto de entrenamiento 3

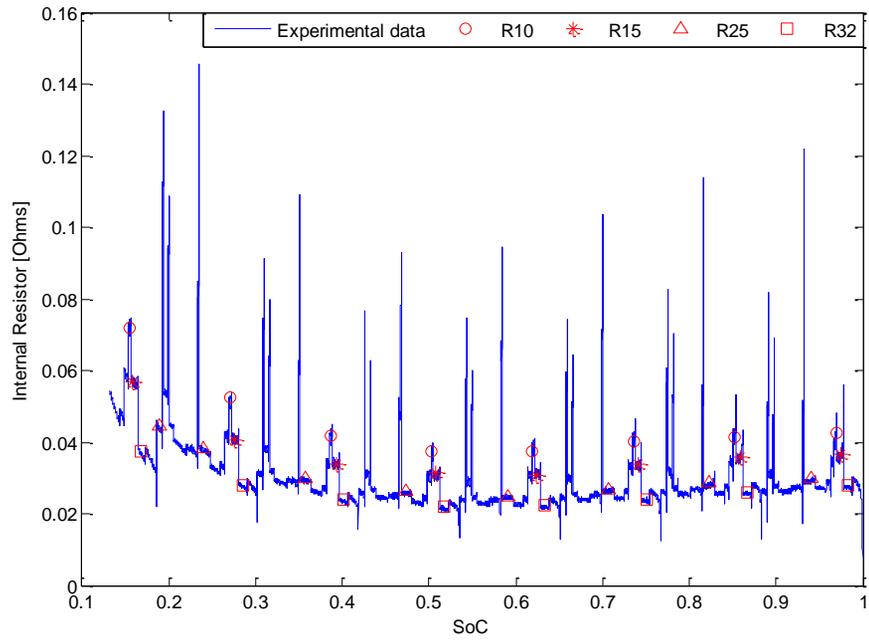


Figura 109. Puntos característicos para identificar curvas de resistencia interna a distintos niveles de corriente

Al interpolar los puntos que forman cada una de las curvas de resistencia interna mostrados en la Figura 109, mediante un ajuste polinomial²⁸, se obtienen los polinomios dados por la Ecuación 39, Ecuación 40, Ecuación 41 y Ecuación 42. La Figura 110 muestra los puntos experimentales presentados en la Figura 109 y los polinomios de ajuste de éstos.

Ecuación 39

$$R_{10}(SoC) = 0.0703 \cdot SoC^4 - 0.3821 \cdot SoC^3 + 0.6187 \cdot SoC^2 - 0.3825 \cdot SoC + 0.1176$$

Ecuación 40

$$R_{15}(SoC) = 0.0665 \cdot SoC^4 - 0.3378 \cdot SoC^3 + 0.5287 \cdot SoC^2 - 0.3156 \cdot SoC + 0.0947$$

Ecuación 41

$$R_{25}(SoC) = 0.0305 \cdot SoC^4 - 0.2187 \cdot SoC^3 + 0.391 \cdot SoC^2 - 0.2525 \cdot SoC + 0.0794$$

Ecuación 42

$$R_{32}(SoC) = 0.083 \cdot SoC^4 - 0.2837 \cdot SoC^3 + 0.3742 \cdot SoC^2 - 0.2083 \cdot SoC + 0.063$$

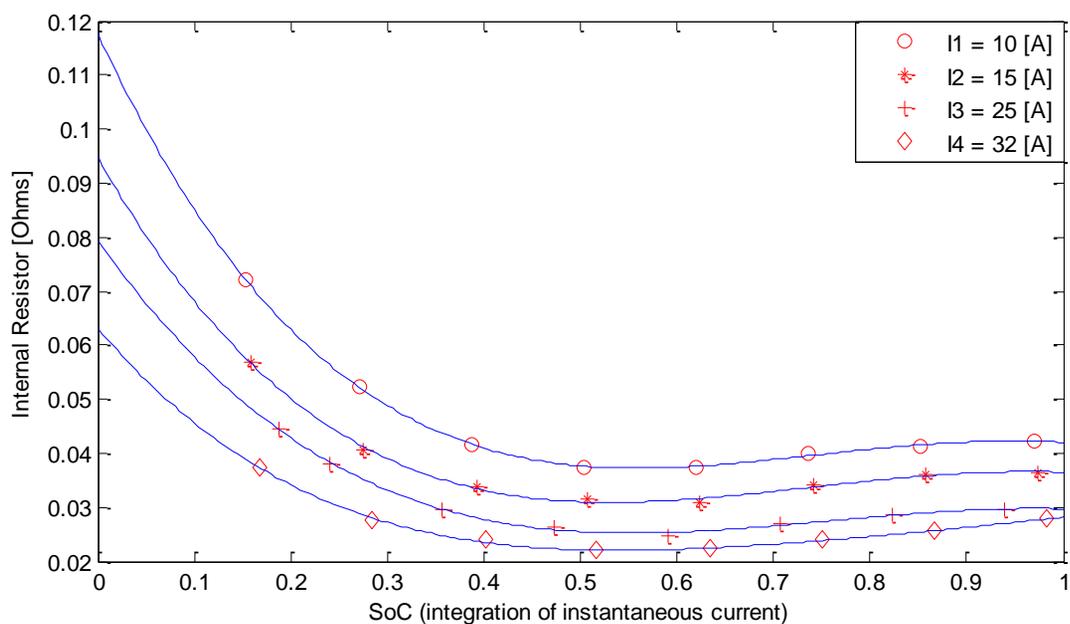


Figura 110. Comparación entre puntos de resistencia interna y polinomios de ajuste

²⁸ Realizado con la función *polifyt* de MATLAB.

.Finalmente con las curvas de resistencia interna para los niveles de corriente de: 10, 15, 25 y 32 [A], es posible establecer el modelo difuso propuesto, el cual está basado en cuatro set de reglas. Dichas reglas son mostradas a continuación:

$$\text{Regla 1: If } I_k \text{ is } A_{10,1} \text{ then } R_{int_1} = 0.070 \cdot SoC_k^4 - 0.382 \cdot SoC_k^3 + 0.619 \cdot SoC_k^2 - 0.383 \cdot SoC_k + 0.118$$

$$\text{Regla 2: If } I_k \text{ is } A_{15,2} \text{ then } R_{int_2} = 0.067 \cdot SoC_k^4 - 0.338 \cdot SoC_k^3 + 0.529 \cdot SoC_k^2 - 0.316 \cdot SoC_k + 0.095$$

$$\text{Regla 3: If } I_k \text{ is } A_{25,3} \text{ then } R_{int_3} = 0.031 \cdot SoC_k^4 - 0.219 \cdot SoC_k^3 + 0.391 \cdot SoC_k^2 - 0.253 \cdot SoC_k + 0.079$$

$$\text{Regla 4: If } I_k \text{ is } A_{32,4} \text{ then } R_{int_4} = 0.083 \cdot SoC_k^4 - 0.284 \cdot SoC_k^3 + 0.374 \cdot SoC_k^2 - 0.208 \cdot SoC_k + 0.063$$

En base a estas reglas, se tiene que la resistencia interna del banco de baterías está dada por:

$$R_{int}(SoC_k, I_k) = \frac{\sum_{j=1}^4 w_j(I_k) \cdot R_{int_j}(SoC_k)}{\sum_{j=1}^4 w_j(I_k)} \quad \text{Ecuación 43}$$

Ya establecida la estructura del modelo difuso es necesario determinar los parámetros de éste mediante un proceso de identificación de parámetros. Esto se realiza utilizando el conjunto de entrenamiento 3. Notar que existen cuatro parámetros por identificar, los que dicen relación con las desviaciones estándar de cada uno de los conjuntos difusos $A_{I,j}$.

En el anexo C, se presenta el resultado de las 10 réplicas realizadas para la identificación, de entre éstas, se escogió la de menor *fitness* del mejor individuo obteniéndose los siguientes valores de los parámetros: $\sigma_{10} = 2.444$, $\sigma_{15} = 2.031$, $\sigma_{25} = 4.142$, $\sigma_{32} = 6.690$. En la Figura 111, se muestran los conjuntos difusos establecidos mediante el proceso de identificación, notar que cada gaussiana está centrada en torno a 10, 15, 25 y 32 [A] respectivamente.

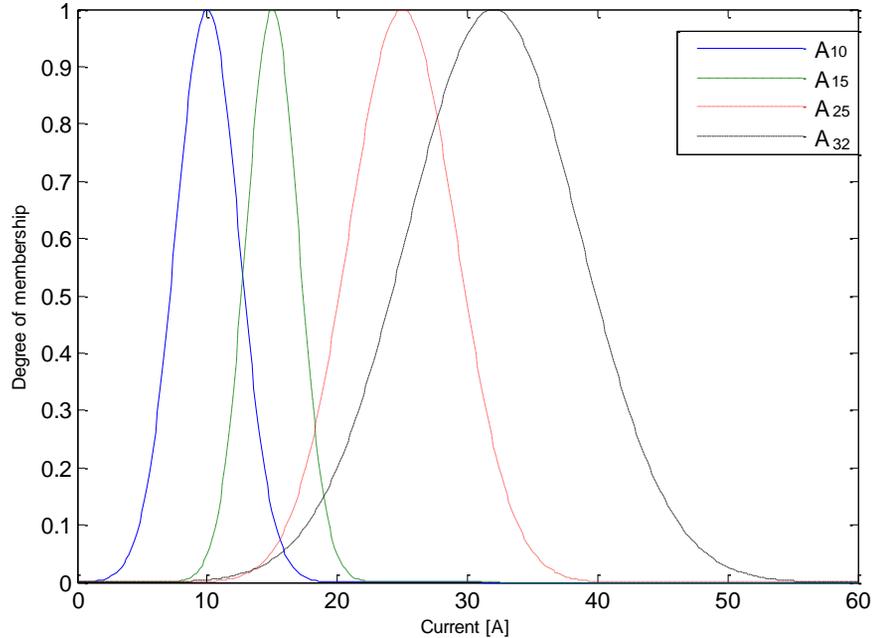


Figura 111. Conjuntos difusos del modelo difuso

6.4 Evaluación de modelos en conjuntos de validación

En primer lugar es necesario establecer el nivel de SoC al que llega cada uno de los conjuntos de validación, en este sentido, se tiene que todas las pruebas comienzan desde el nivel de SoC igual a uno, debido a que el algoritmo de carga fue siempre el mismo y correspondió al dado por el fabricante²⁹. Es importante mencionar además que el SoC considerado para la evaluación de los modelos, es el dado por la integral de la corriente instantánea.

En la Figura 112, se muestra la evolución del SoC dado por la integral de la corriente en cada una de las pruebas de validación. En dicha figura se tiene que los dos primeros conjuntos presentan como condición final estados de carga mayores a 0.1, mientras que el tercer conjunto llega hasta un estado de carga cercano a cero.

²⁹ Carga del banco de baterías a 25 [A] constantes luego se carga a tensión constante hasta que la corriente inyectada al acumulador sea igual o menor a 5 [A]

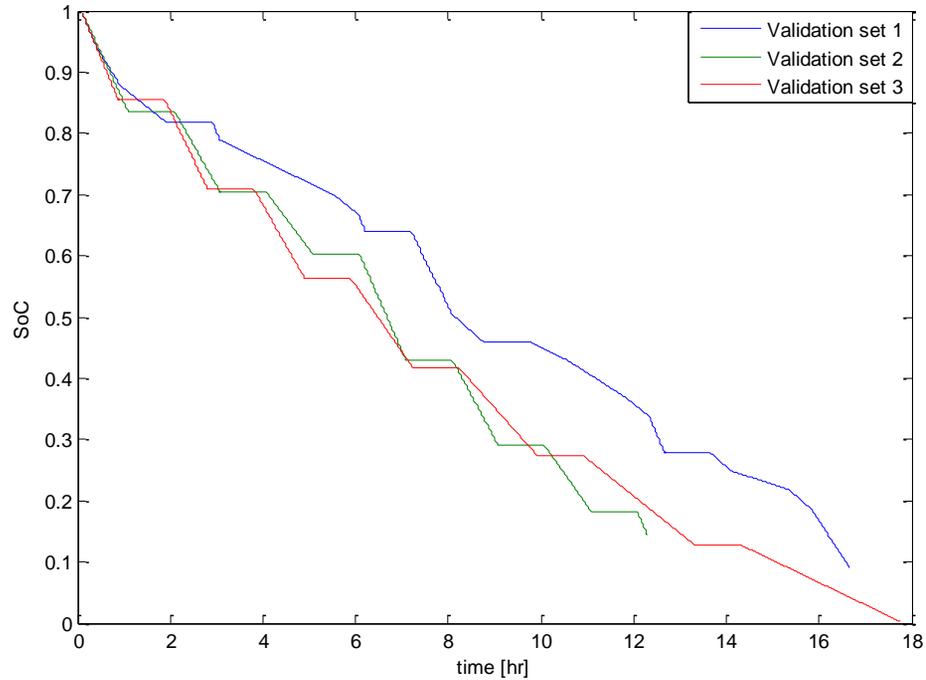


Figura 112. Evolución del SoC dado por la integral de la corriente en sets de validación

En la Figura 113, se observa el comportamiento de los modelos de Copetti y difuso presentan el menor RMSE, en particular se tiene que el modelo de Copetti se ajusta mejor que el difuso. Esto se debe a que este conjunto de validación presenta en algunos tramos corrientes muy pequeñas (ver Figura 114), tramos que provocan un mayor error en el modelo difuso, debido a que la menor corriente de la cual posee información este modelo es a 10 [A]. Por lo cual, la generalización para corrientes muy pequeñas se ve afectada. Sin embargo, se tiene que este modelo representa mejor la realidad que el modelo de Plett y el de Thevenin de capa simple.

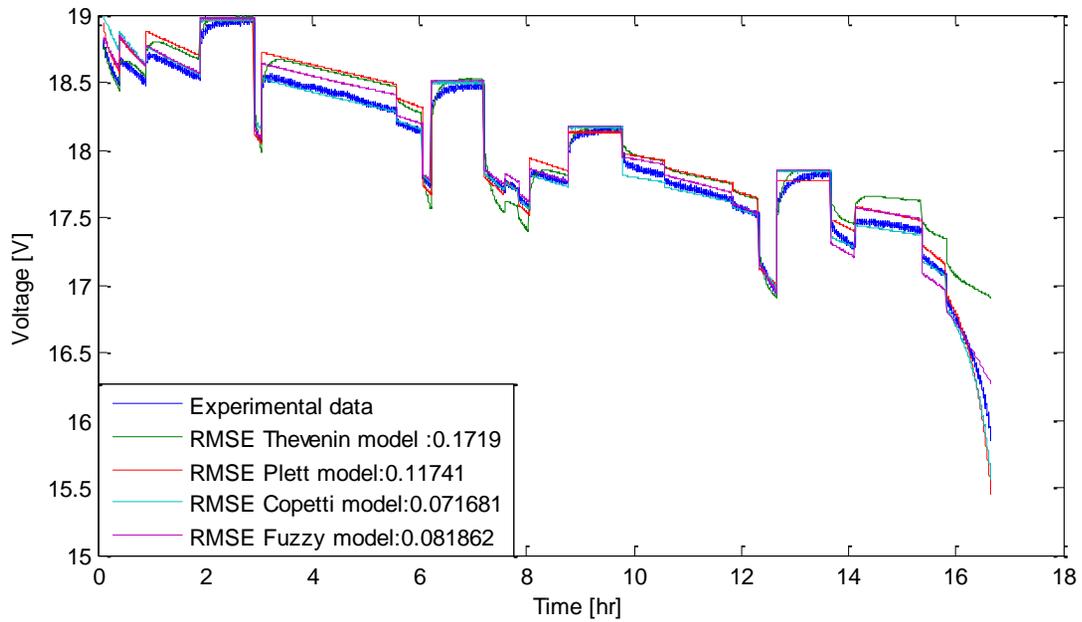


Figura 113. Evaluación de los modelos en conjunto de validación 1

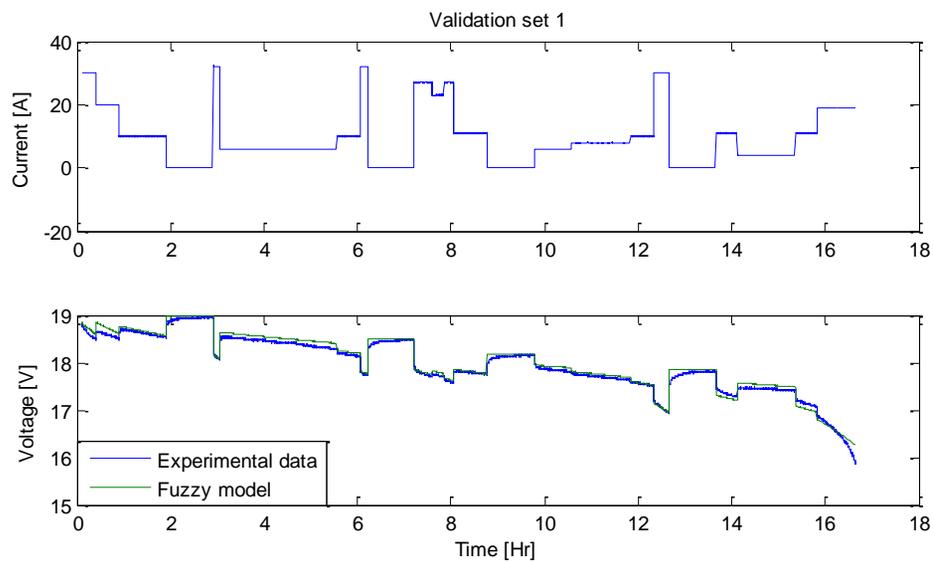


Figura 114. Comportamiento modelo difuso ante corrientes bajas

En la Figura 115, se observa una notable superioridad de los modelos de Copetti y difuso sobre el resto. En particular, para este conjunto de validación se tiene que el modelo difuso es el que tiene asociado el menor RMSE.

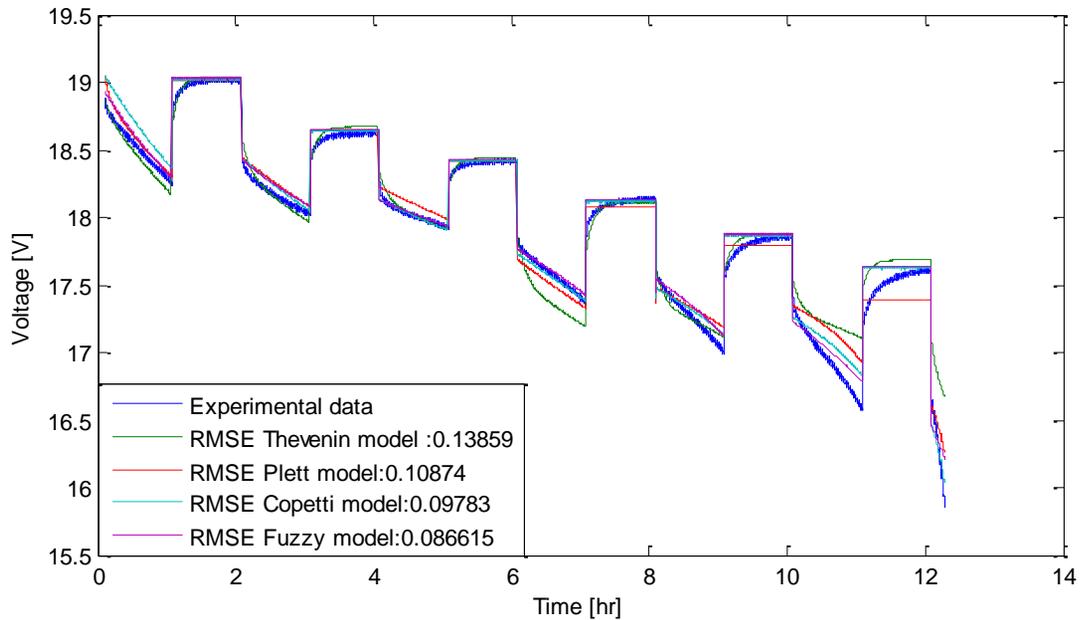


Figura 115. Evaluación de los modelos en conjunto de validación 2

En la Figura 116, se tiene que tanto el modelo de Plett como el de Copetti presentan problemas numéricos al final del periodo de descarga, es decir, para estados de cargas entre 0.1 y 0. Es importante señalar que esto no sucede en el modelo difuso ni en el de Thevenin. En la Figura 117, se presentan todos los modelos evaluados en el conjunto de validación 3 pero solo hasta el nivel 0.1 del SoC.³⁰

Notar en la Figura 117, que en el dominio entre 1 y 0.1 del SoC, se sigue repitiendo la misma tendencia vista en los conjuntos anteriores. Esta dice relación con una superioridad de los modelos de Copetti y difuso por sobre el resto.

³⁰ Este conjunto de validación particular será llamada subconjunto de validación 3

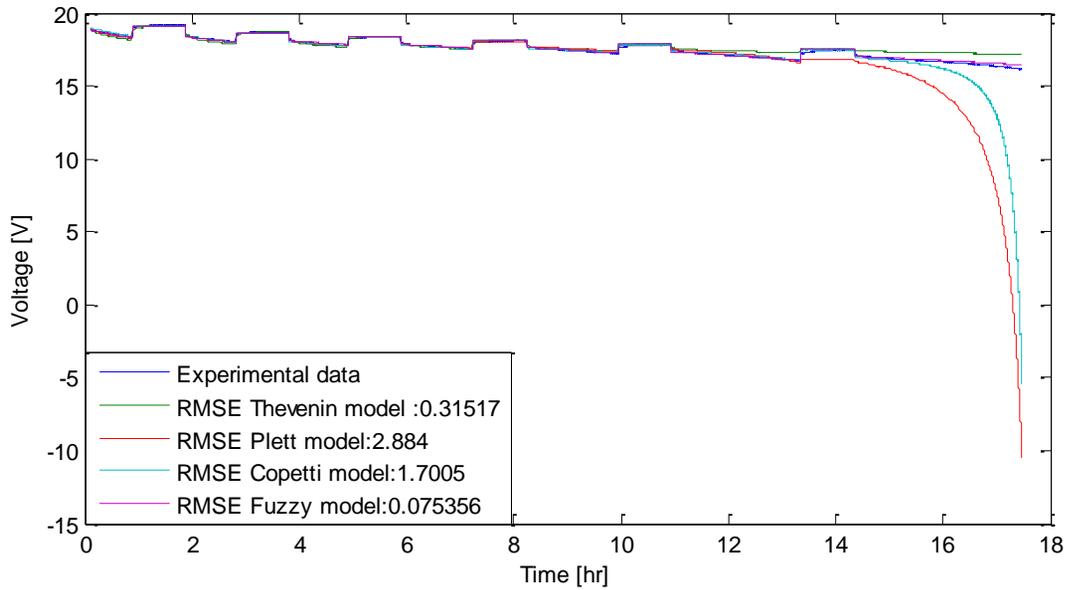


Figura 116. Evaluación de los modelos en conjunto de validación 3

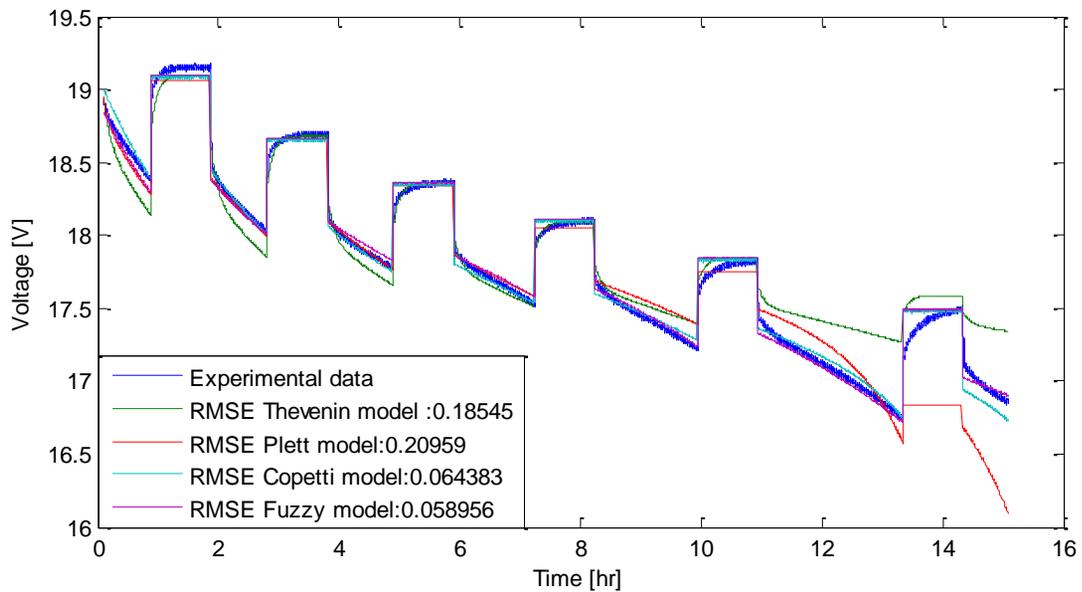


Figura 117. Evaluación de modelos en conjunto de validación 3, truncada hasta 0.1 del SoC

Para concluir con esta sección, en la Tabla 25, se presenta un resumen del desempeño de cada modelo en cada uno de los conjuntos de validación, incluido también, el subconjunto que se obtiene del conjunto 3, el cual está acotado entre 1 y 0.1 de SoC. En dicha tabla se resaltan los dos mejores modelos en cada conjunto de validación.

En la Tabla 25, se evidencia que tanto el modelo de Plett como el modelo de Copetti presentan discontinuidades para estados de carga cercanos a cero, esto es natural

debido a la estructura de ambos. Sin embargo, si sólo se consideran los conjuntos de validación con variación del SoC entre 1 y 0.1, se tiene que los modelos con mejor desempeño corresponden al modelo de Copetti y al modelo difuso propuesto, presentando este último una ventaja adicional por sobre el modelo de Copetti, ya que no se indefine para estados de carga cercanos a cero.

Debido a que el modelo de Copetti fue el que presento un mejor rendimiento de entre los modelos convencionales (en los conjuntos con variación de SoC entre 1 y 0.1), es que se diseñará un estimador de SoC basado en este modelo para ser comparado con el estimador diseñado en base al modelo difuso propuesto. Es importante mencionar que las bases de validación corresponderán al conjunto validación 1, conjunto de validación 2 y subconjunto de validación 3. En la sección siguiente se describe el diseño de ambos estimadores, los cuales estarán basados en el filtro extendido de Kalman.

Modelo	Conjunto validación 1 RMSE [V]	Conjunto validación 2 RMSE [V]	Conjunto validación 3 RMSE [V]	Subconjunto validación 3 RMSE [V]
Thevenin	0.1719	0.1386	0.3152	0.1855
Plett	0.1174	0.1087	2.8840	0.2096
Copetti	0.0717	0.0978	1.7005	0.0644
Difuso	0.0819	0.0866	0.0754	0.0589

Tabla 25. Resumen desempeño modelos analizados en conjuntos de validación

6.5 Estimador de SoC basado en filtro extendido de Kalman

Notar que tanto el modelo de Copetti como el modelo difuso, tienen en su estructura interna el estado de carga del banco de baterías (Ver Ecuación 36 y Ecuación 37). Luego este estado corresponde a un estado del sistema, el que puede ser estimado mediante el filtro extendido de Kalman, debido a que ambos modelos son no lineales.

A continuación se presenta la formulación particular de EKF, considerando los modelos de Copetti y difuso.

En base a lo anterior, se tiene que el estado del sistema corresponde al SoC, el cual se representa mediante la integral de la corriente. La salida del sistema $g(\text{SoC}_k, I_k)$ está dada ya sea por el modelo de Copetti o el modelo difuso, los cuales son de naturaleza no lineal. Esto, representado en variables de estado queda como sigue.

$$\text{SoC}_{k|k-1} = A \cdot \text{SoC}_{k-1} + B \cdot I_{k-1} + w_{k-1} \quad \text{Ecuación 44}$$

$$\hat{V}_{k|k-1} = g(\text{SoC}_{k-1}, I_k) + v_{k-1} \quad \text{Ecuación 45}$$

Se asume que ambos ruidos w_k (ruido del proceso) y v_k (ruido del sensor), se distribuyen según una normal de media cero y matriz de covarianza R y Q, respectivamente. Además se utilizan las siguientes definiciones:

$$\text{SoC}_{k|k} = \text{SoC}_k$$

$$P_{k/k} = P_k$$

Donde SoC_k es el estado de carga estimado con la información disponible hasta el instante “ k ” y P_k corresponde a la matriz de covarianza del error, en el filtro de Kalman.

En base al modelo en variables de estado antes mencionado, se tiene la siguiente formulación de EKF.

La estimación inicial del vector de estado, usualmente se modela como un vector Gaussiano aleatorio, con media y covarianza dados por:	
$SoC_0 = E[SoC_0]$	Ecuación 46
$P_0 = E[(SoC_0 - SoC_0)(SoC_0 - SoC_0)^T]$	Ecuación 47
Etapas de predicción	
<ul style="list-style-type: none"> Proyección del estado hacia adelante 	Ecuación 48
$SoC_{k \setminus k-1} = A \cdot SoC_{k-1} + B \cdot I_{k-1}$	
<ul style="list-style-type: none"> Proyección de la covarianza del error 	Ecuación 49
$P_{k \setminus k-1} = A \cdot P_{k-1} \cdot A^T + R$	
Etapas de actualización	
<ul style="list-style-type: none"> Matriz C_k 	Ecuación 50
$C_k = \frac{\partial g}{\partial SoC_k} \Big _{SoC_k = SoC_{k \setminus k-1}}$	
<ul style="list-style-type: none"> Ganancia de Kalman 	Ecuación 51
$K_k = P_{k \setminus k-1} \cdot C_k^T \cdot [C_k \cdot P_{k \setminus k-1} \cdot C_k^T + Q]^{-1}$	
<ul style="list-style-type: none"> Actualización del estado con la medida 	Ecuación 52
$SoC_k = SoC_{k \setminus k-1} + K_k \cdot [V_k - V_{k \setminus k-1}]$	
<ul style="list-style-type: none"> Actualización de la covarianza del error 	Ecuación 53
$P_k = [I - K_k \cdot C_k] \cdot P_{k \setminus k-1}$	

Luego en base a estas ecuaciones se diseñan los estimadores basados en el modelo de Copetti y el modelo difuso propuesto, esto se da a conocer en las secciones siguientes.

6.5.1 Implementación de estimador de SoC en base al modelo de Copetti y Chenlo

A continuación se muestra el sistema en variables de estado, donde la ecuación de estado corresponde a la integral de la corriente en tiempo discreto, mientras que la ecuación de observación corresponde al modelo de Copetti y Chenlo.

$$SoC_{k \setminus k-1} = SoC_{k-1} - \frac{TI_{k-1}}{C_n} \quad \text{Ecuación 54}$$

$$\hat{V}_{k \setminus k-1} = V_{oc}(SoC_{k-1}) - \frac{I_k}{C_{10}} \left[\frac{P_{1d}}{1 + I_k^{P_{2d}}} + \frac{P_{3d}}{SoC_{k-1}^{P_{4d}}} + P_{5d} \right] \quad \text{Ecuación 55}$$

Donde T corresponde al periodo de muestreo, C_n a la capacidad nominal del banco de baterías.

Al identificar términos en las Ecuación 54 y Ecuación 55, para aplicar el algoritmo del filtro extendido de Kalman (EKF), se obtienen las siguientes matrices.

$$A_k = 1; B_k = \frac{T}{C_n};$$

$$C_k = \frac{\partial g}{\partial SoC_k} \Big|_{SoC_k = SoC_{k \setminus k-1}} = 11.265 \cdot (SoC_{k \setminus k-1})^2 - 10.118 \cdot SoC_{k \setminus k-1} + 3.959 + \frac{I_k}{C_{10}} \left(\frac{P_{3d} P_{4d}}{(SoC_{k \setminus k-1})^{1+P_{4d}}} \right)$$

Luego en cada instante con A_k , B_k y C_k , se aplica el algoritmo de Kalman para determinar el estado interno del sistema que corresponde al SoC.

6.5.2 Implementación de estimador de SoC en base al modelo difuso

Las Ecuación 56 y Ecuación 57, representan la formulación en variables de estado del banco de baterías caracterizado con el modelo difuso propuesto en esta investigación. Notar que la ecuación de estado, al igual que el estimador basado en el modelo de Copetti, corresponde a la integral de la corriente en tiempo discreto. La diferencia sustancial radica en la ecuación de observación, la que en este caso corresponde al modelo difuso.

$$SoC_{k \setminus k-1} = SoC_{k-1} - \frac{TI_{k-1}}{C_n} \quad \text{Ecuación 56}$$

$$V_{k \setminus k-1} = V_{oc}(SoC_{k-1}) - I_k \frac{\sum_{i=1}^4 w(I_k) \cdot R_{int_j}(SoC_{k-1})}{\sum_{i=1}^4 w(I_k)} \quad \text{Ecuación 57}$$

Donde T corresponde al periodo de muestreo, C_n a la capacidad nominal del banco de batería, w_i los grados de pertenencia de las curvas “ R_{int} ” que representan la resistencia interna del acumulador a distintos niveles de corriente.

Las matrices para aplicar el algoritmo de Kalman al sistema antes mostrado son las siguientes:

$$A_k = 1; B_k = \frac{T}{C_n}$$

$$C_k = \frac{\partial g}{\partial SoC_k} \Big|_{SoC_k = SoC_{k-1}} = 11.265 \cdot (SoC_{k-1})^2 - 10.118 \cdot SoC_{k-1} + 3.959 - \frac{1}{\sum_{j=1}^4 w_j} \left(\sum_{j=1}^4 w_j \cdot \frac{\partial R_{int_j}}{\partial SoC} \Big|_{SoC_{k-1}} \right)$$

Con A_k , B_k y C_k , en cada instante se aplica el algoritmo de Kalman para determinar el estado de carga.

6.6 Evaluación de estimadores

En esta sección se comparan los resultados de los estimadores diseñados en base al modelo de Copetti y difuso en los conjuntos de validación con variación de SoC entre 1 y 0.1. Los puntos de comparación están ubicados al final de cada periodo de reposo, esto debido a que en éstos se tiene certeza del valor verdadero del SoC, en base a la curva SoC v/s V_{oc} .

6.6.1 Medidas de desempeño

Las medidas de desempeño utilizadas para cuantificar los estimadores se presentan a continuación.

$$indice1 = \frac{|SoC - SoC|}{SoC} \quad \text{Ecuación 58}$$

$$Indice2 = \frac{|SoC - SoC|}{2 \cdot \sqrt{P(k \setminus k)}} \quad \text{Ecuación 59}$$

Dónde:

SoC : estado de carga estimado

SoC = estado de carga real

$P(k \setminus k)$: matriz de covarianza del estimador en el instante k

k : representa en instante para el cual se tiene información del SoC real

El índice1 indica el error del valor estimado en relación al valor verdadero. Mientras menor sea este índice, implica que el valor estimado está muy cercano al valor real.

El índice2 indica el error del valor estimado en relación a la longitud del intervalo de confianza del 95%. Al igual que el índice anterior, mientras menor sea éste, implica que el valor estimado está cerca del real.

Con estas dos índices serán cuantificados los desempeños de los estimadores.

6.6.2 Sintonización de parámetros de EKF

Cabe hacer notar que ambos estimadores se implementaron con los mismos parámetros de R y Q, esto para hacer comparables los resultados.

El valor de Q, se determinó directamente a partir del *datasheet* del fabricante de los sensores de tensión utilizados³¹. Esto, mediante el siguiente procedimiento:

Según el *datasheet*, la precisión de la medida tiene un error asociado de 0.9 %, por lo cual la desviación estándar del ruido es: $\sigma = \frac{0.9}{2} = 0.45$. Por lo cual la varianza es de $\sigma^2 = 0.2025$, por lo cual se estableció $Q = 0.2$

La determinación del ruido del modelo no es tan trivial como determinar el ruido de los sensores. Sin embargo, existe un procedimiento para determinar una cota inferior. Dicho procedimiento consiste en establecer que el error del modelo tiene que ser mayor que el asociado a la variable de entrada de éste.

En particular, la variable de entrada al modelo corresponde a la corriente³². Los sensores para esta variable tienen un error asociado (según *datasheet* del fabricante) de 1%, por lo cual la desviación estándar viene dada por: $\sigma = \frac{1}{2} = 0.5$. Por lo cual la varianza corresponde a $\sigma^2 = 0.2500$. Finalmente se tiene que $R > 0.25$, en base a esta cota inferior, se estableció $R = 0.5$

Para finalizar, es necesario señalar que la matriz de covarianza inicial, se estableció en $P_0 = 0.5$

³¹ Transductor de tensión de empresa LEM modelo LV-25P

³² Transductor se corriente de empresa TAMURA modelo L03S100D15

6.6.3 Consideraciones en la aplicación de EKF

Debido a que el vector de estado a estimar (SoC) es unidimensional, se tiene que todo error entre el modelo y la salida real es absorbido por la variable de estado del sistema.

Considerando esto, en la Figura 118 se observan las respuestas de los modelos frente a las transiciones entre estados de reposo y estados de descarga. En dicha figura se observa que los efectos transientes presentes en la batería, no son representados por los modelos.

En base a lo anterior, se tiene que al aplicar EKF al sistema, el SoC absorberá los efectos transientes antes comentados, lo que se traduce en perturbaciones en la estimación. Para evitar que estas perturbaciones se programó el algoritmo EKF de tal forma que cuando detecte una transición entre un periodo de reposo y un periodo de descarga, “espere” 250 muestras (250 [s]) para comenzar a ejecutarse. Así, se evita la contaminación de la estimación, debida a los efectos transientes.

Otro punto importante a mencionar, es que el estimador se “apaga” para corriente cero. En estos instantes, el valor de SoC corresponde al último valor determinado antes de apagar el filtro. Se desconecta el filtro en periodos de reposo pues en estos instantes el acumulador presenta un comportamiento semejante a una rama RC (ver Figura 119), comportamiento que no es representado en los modelos. Por lo cual, al utilizar el filtro en este periodo, traería como consecuencia una perturbación innecesaria en el estimador de SoC.

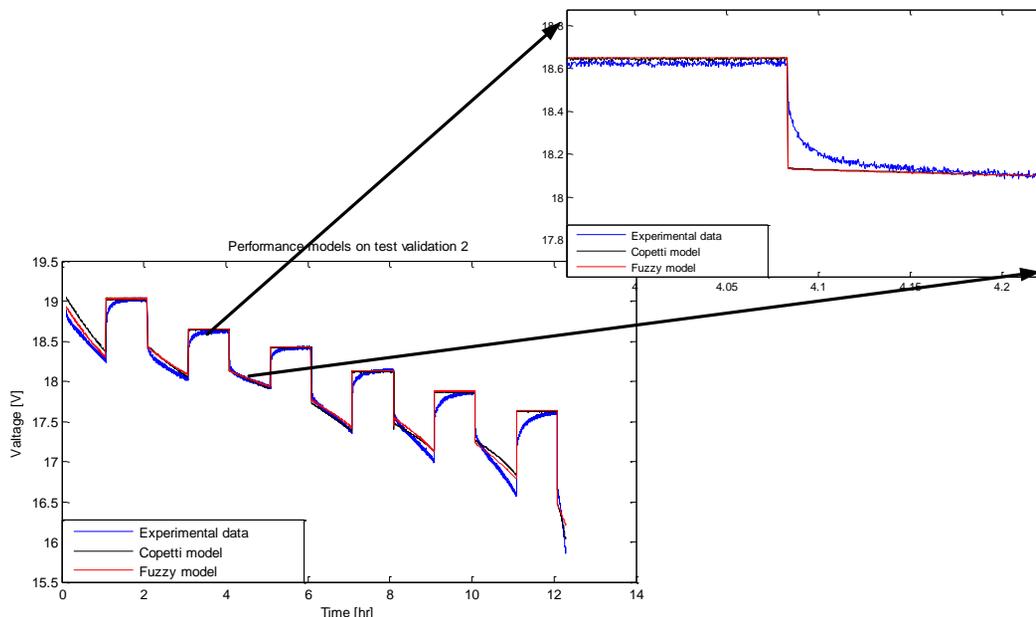


Figura 118. Comportamiento de modelos después de periodos de reposo

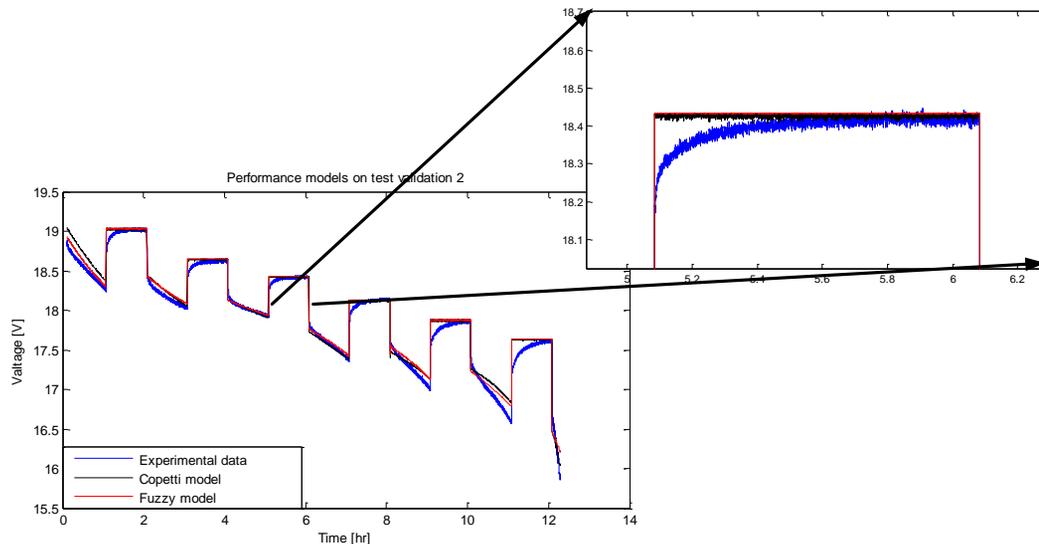


Figura 119. Comportamiento de modelos en periodos de reposo

6.6.4 Resultados de los estimadores

Los estimadores basados en EKF con los modelos de Copetti y difuso, fueron analizados en los conjuntos de validación. Para cada uno de ellos, se comprobará su desempeño para distintas inicializaciones del estado inicial. La Figura 120, Figura 121, Figura 122 y Figura 123, muestran el desempeño de ambos estimadores en el conjunto de validación 1.

En la Figura 120 y Figura 121, se observa un buen desempeño del estimador de SoC basado en el modelo de Copetti. Obteniendo una estimación aceptable en relación al *ground truth*³³. La Figura 121, muestra los instantes iniciales de este estimador frente a distintos niveles de error en el estado inicial.

La Figura 122 y Figura 123, muestran el desempeño del estimador basado en el modelo difuso propuesto. En la Figura 122 se observa que el desempeño del estimador no es monótono para esta base de validación. Esto se debe a que esta base presenta niveles de corriente muy cercanos a cero, y el modelo difuso presenta información de corriente sólo hasta 10 [A], lo cual provoca un sesgo para corrientes muy alejadas inferiormente de este valor. Esto último, sumado a que el estado interno es unidimensional provoca que el SoC se adecue para que la salida del modelo se ajuste a las mediciones, lo cual se traduce en la no monotoneidad presentada en la Figura 122. Sin embargo, el concepto del modelo difuso es general, y este hecho puede ser corregido definiendo otro conjunto difuso centrado a un nivel de corriente menor.

³³ Valor real del SoC, dado por la curva SoC v/s V_{oc}

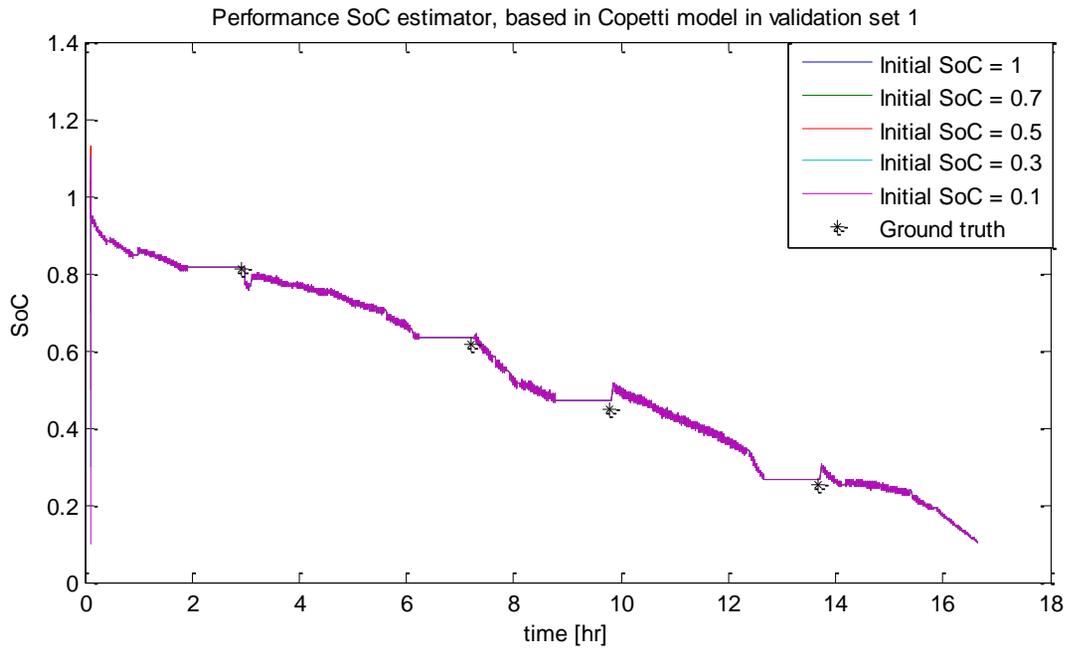


Figura 120. Desempeño estimador basado en modelo de Copetti para distintas inicializaciones del estado inicial

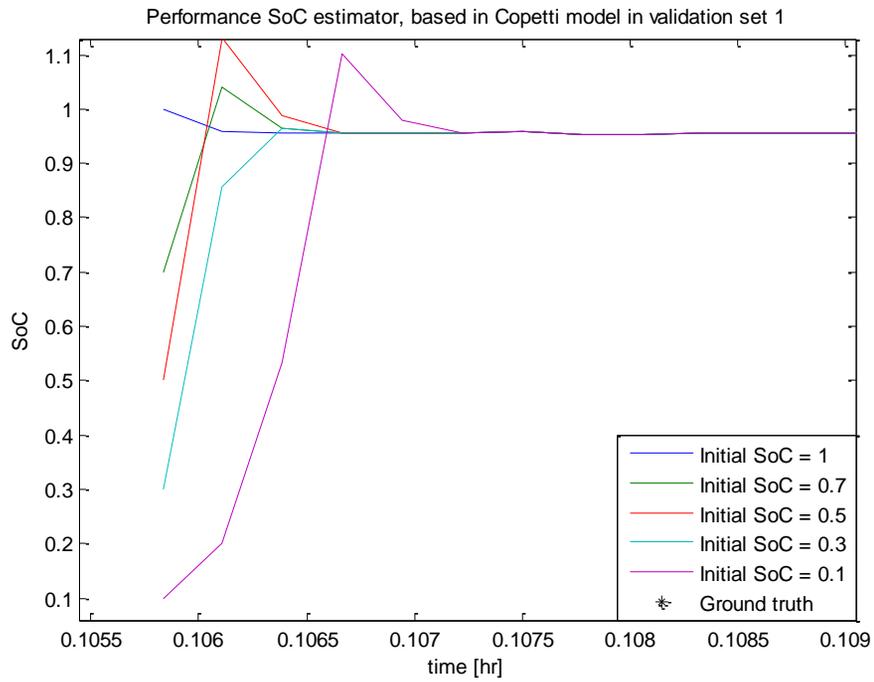


Figura 121. Instantes iniciales de estimador mostrado en la Figura 120

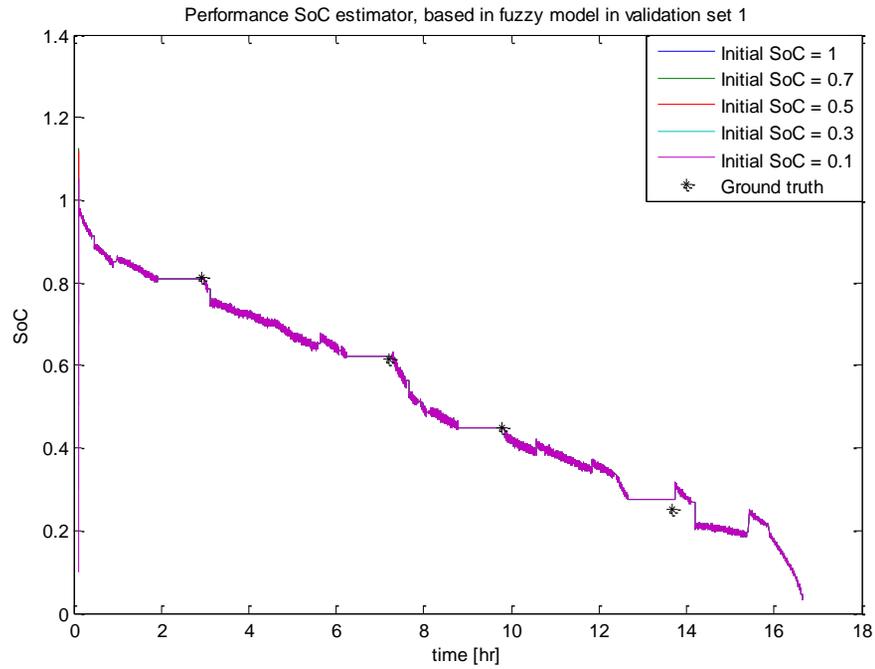


Figura 122. Desempeño estimador basado en modelo Difuso para distintas inicializaciones del estado inicial

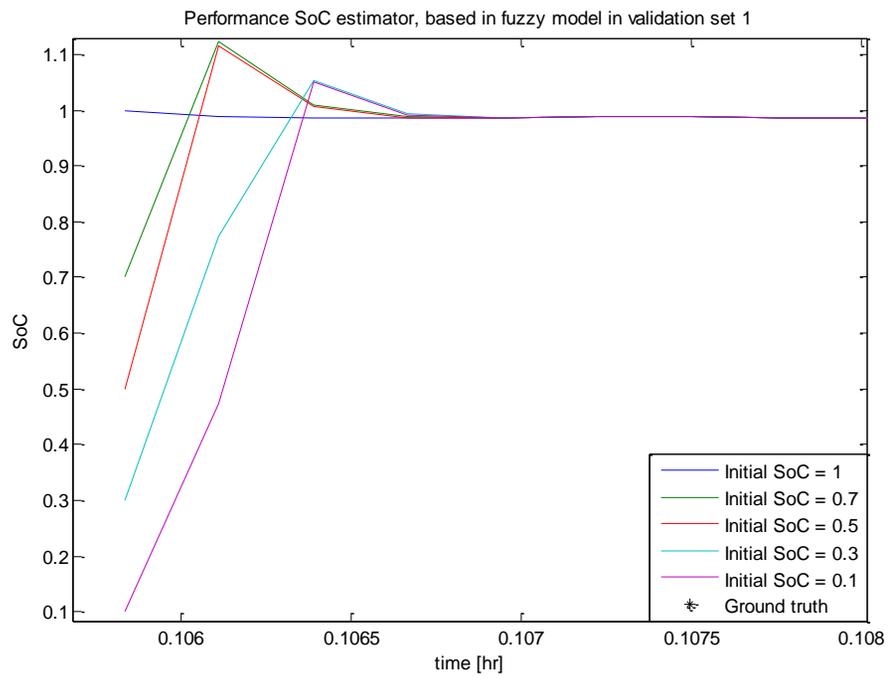


Figura 123. Instantes iniciales de estimador mostrado en la Figura 122

La Figura 124, Figura 125, Figura 126, y Figura 127, corresponden a los resultados de los estimadores en el conjunto de validación 2. En particular, la Figura 124 y Figura 125, muestran el desempeño del estimador de SoC basado en el modelo de Copetti, mientras que la Figura 126, y Figura 127 muestran el desempeño del estimador de SoC basado en el modelo difuso.

De la Figura 124 y Figura 125, se desprende que la convergencia del estimador es rápida en comparación con el tiempo total de duración de la prueba.

En la Figura 124, se observa que el estimador está muy cercano a los *ground truth*. La cuantificación de esta cercanía se realizará con los índices de desempeño antes mostrados. (Ecuación 58 y Ecuación 59)

En la Figura 125, se aprecia que en los instantes iniciales el tiempo de convergencia depende del grado de error en la inicialización. Así por ejemplo, el tiempo de convergencia para el caso de una inicialización de SoC = 0.1 es mayor que el tiempo de convergencia para una inicialización de 0.7. Este hecho es prácticamente general, salvo por la situación en la cual la inicialización es de 0.3, para la cual se tiene una convergencia más rápida en comparación con la inicialización de 0.1. Esto se debe a que la sobre oscilación para SoC inicial de 0.3, es mucho menor que en los demás casos, lo cual provoca una convergencia más rápida.

En la Figura 126 y Figura 127, se presentan resultados similares a los observados en el estimador basado en el modelo de Copetti. De estas figuras se desprende que a mayor error en el estado inicial mayor será el tiempo de convergencia. En la Figura 126, se observa que el estimador está muy cercano a los *ground truth*.

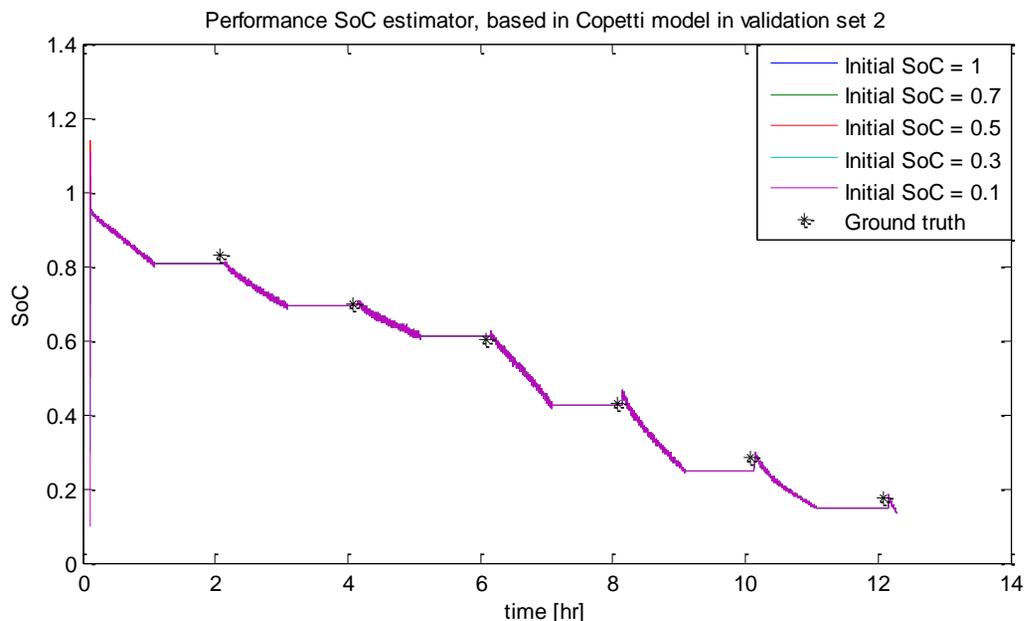


Figura 124. Desempeño estimador basado en modelo de Copetti para distintas inicializaciones del estado inicial

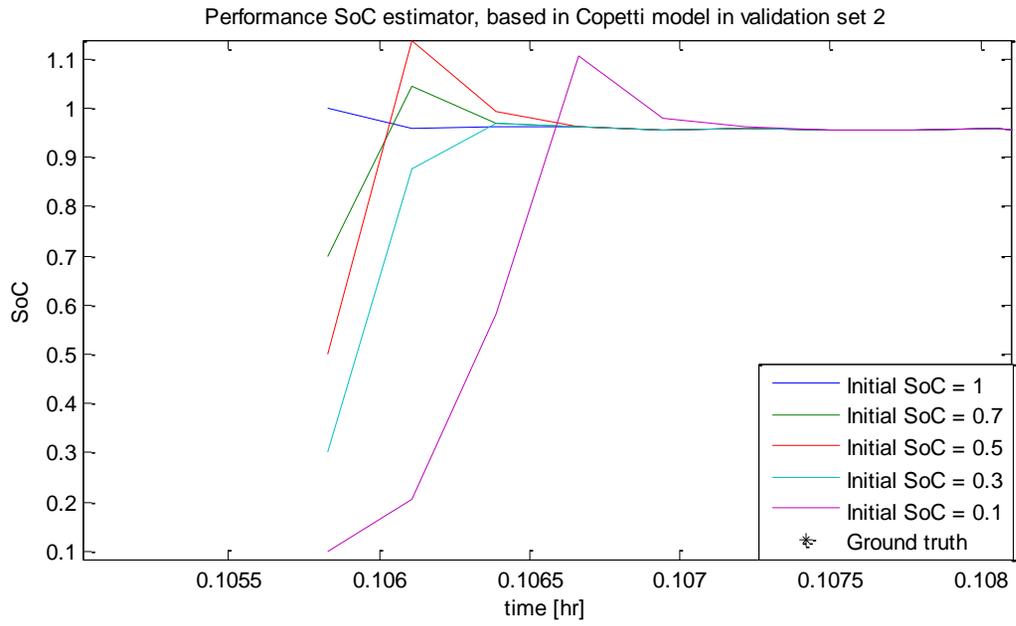


Figura 125. Instantes iniciales de estimador mostrado en Figura 124

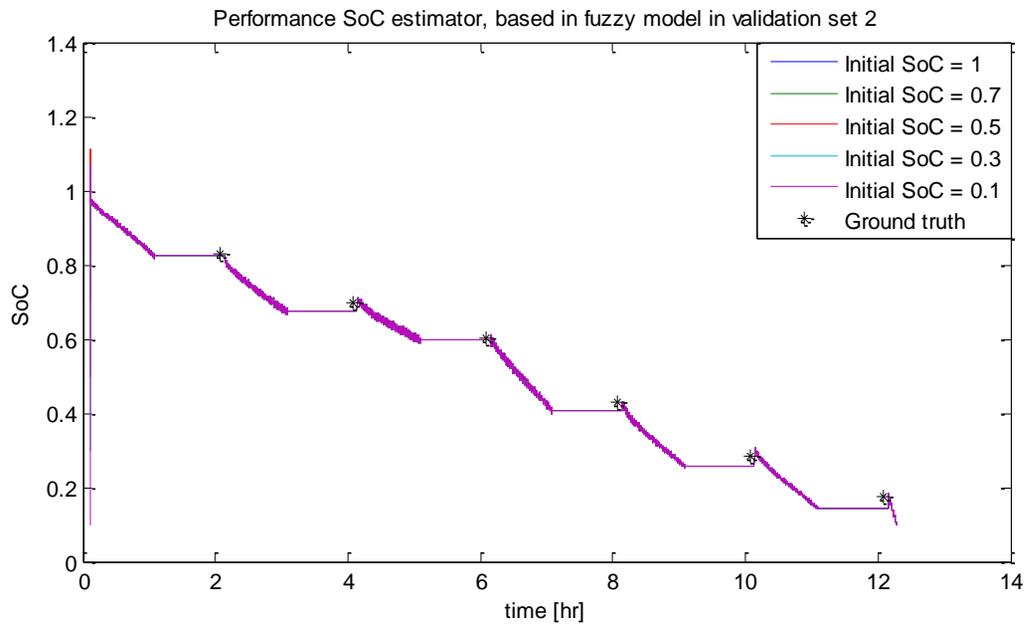


Figura 126. Desempeño estimador basado en modelo Difuso para distintas inicializaciones del estado inicial

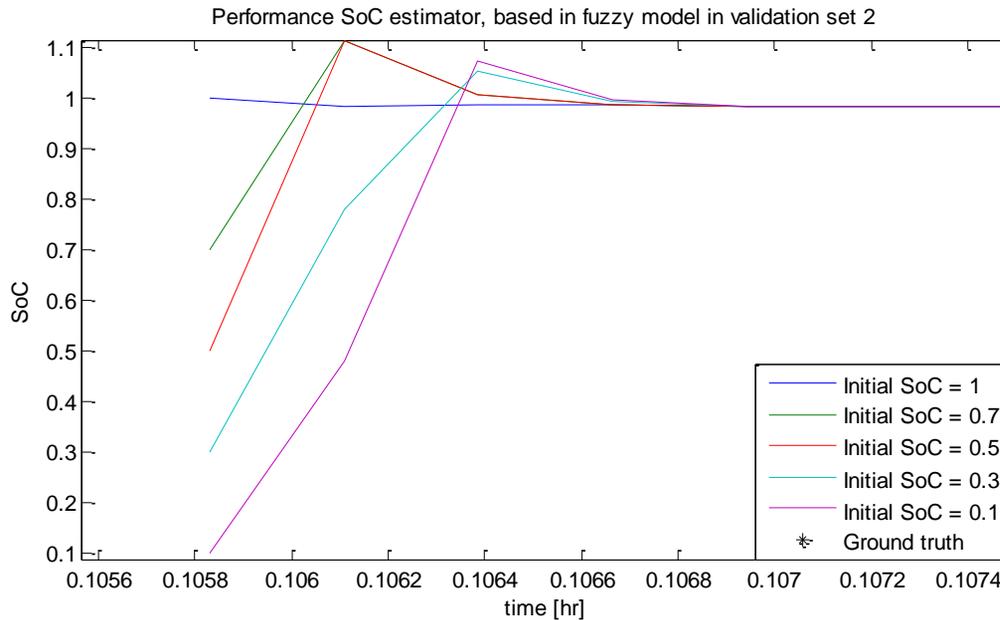


Figura 127. Instantes iniciales de estimador mostrado en Figura 126

La Figura 128, Figura 129, Figura 130 y Figura 131, corresponden a los resultados de los estimadores en el subconjunto³⁴ de validación 3. En particular, la Figura 128 y Figura 129, muestran el desempeño del estimador de SoC basado en el modelo de Copetti, mientras que la Figura 130 y Figura 131, muestran el desempeño del estimador de SoC basado en el modelo difuso.

De la Figura 128 y Figura 129, se observa que el comportamiento del estimador basado en el modelo de Copetti para este conjunto de validación, es similar al encontrado en el conjunto de validación 2. En la Figura 128, se observa que el estimador está muy cercano a los *ground truth*.

En la Figura 129, se observa que al igual que en el conjunto de validación 2, para una inicialización del estado inicial de 0.3, la sobre oscilación es pequeña en comparación con las demás inicializaciones.

De la Figura 130 y Figura 131, se observa el comportamiento del estimador basado en el modelo difuso para el subconjunto de validación 3, es similar al encontrado en el conjunto de validación 2. En la Figura 130, se observa que el estimador está muy cercano a los *ground truth*.

³⁴ Conjunto obtenido de conjunto de validación 3 con estado de carga entre 1 y 0.1

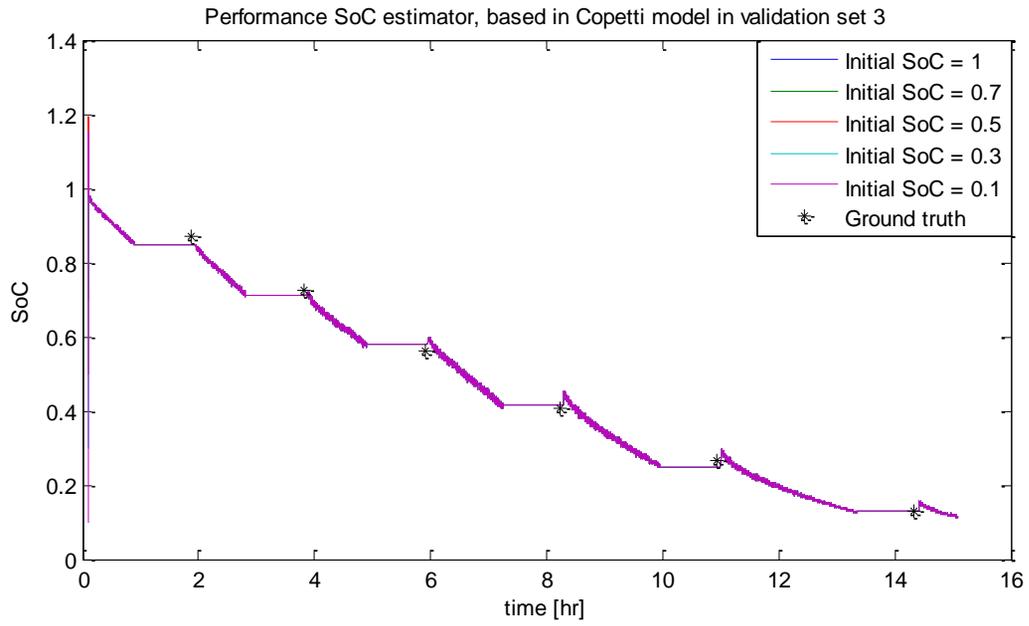


Figura 128. Desempeño estimador basado en modelo de Copetti para distintas inicializaciones del estado inicial

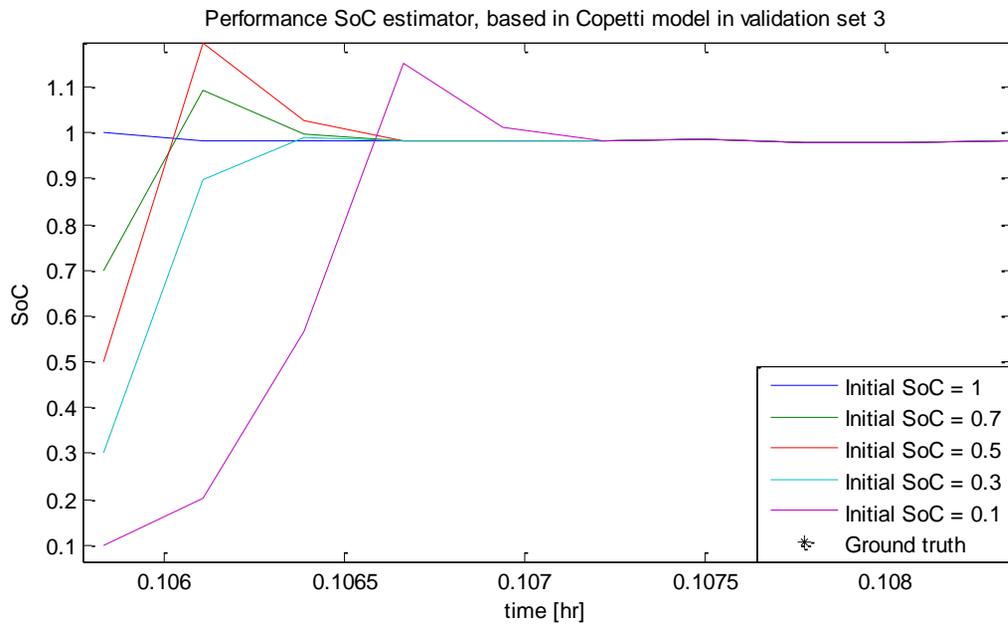


Figura 129. Instantes iniciales de estimador mostrado en Figura 128

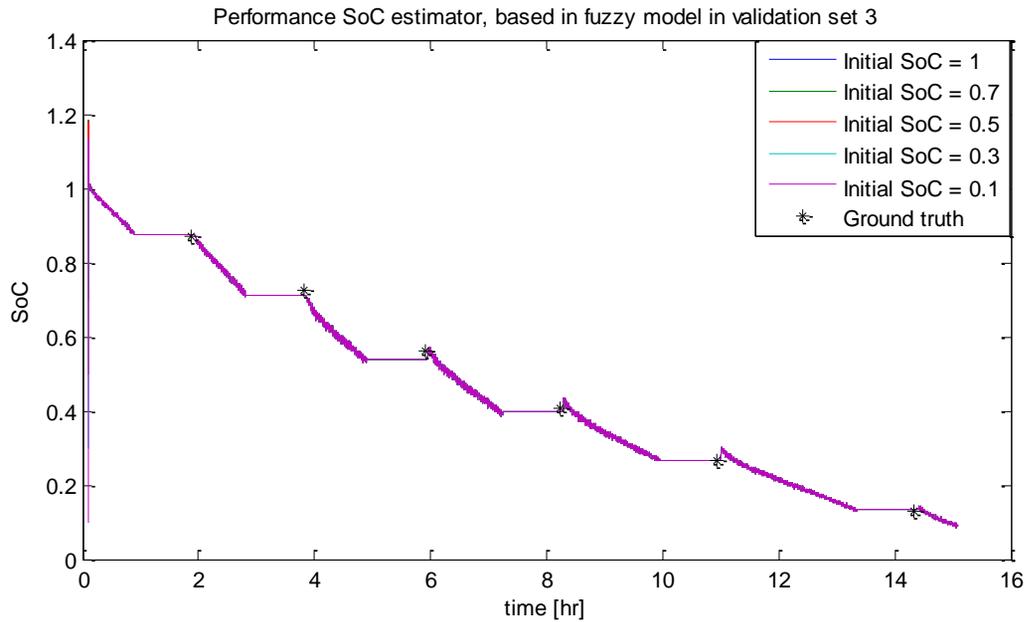


Figura 130. Desempeño estimador basado en modelo Difuso para distintas inicializaciones del estado inicial

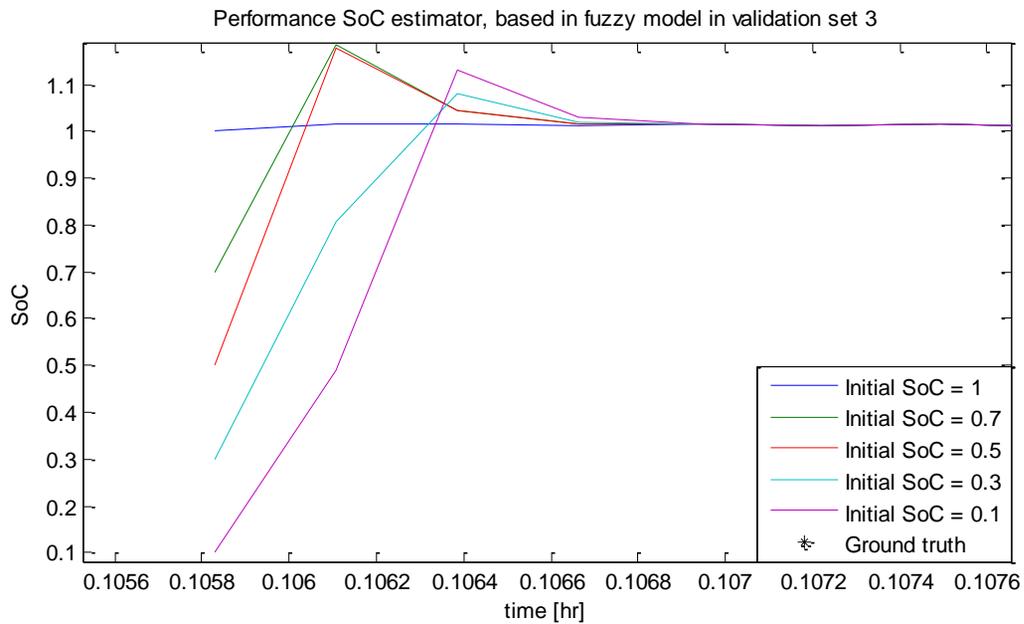


Figura 131. Instantes iniciales de estimador mostrado en Figura 130

En esta sección se pudieron apreciar de manera gráfica los resultados de ambos estimadores en los conjuntos de validación. Se desprende que el tiempo de estabilización, en general, depende del grado de error de la inicialización del estado inicial. Lo importante, es que el tiempo de convergencia es despreciable en comparación con el tiempo en el cual duran las pruebas experimentales. En la siguiente sección se realizará un análisis comparativo y cuantitativo de ambos estimadores. El

análisis, se basa principalmente en dos puntos, el primero de ellos, es cuantificar el error asociado en la estimación (mediante los índices de desempeños antes definidos), y el otro es cuantificar el tiempo de convergencia de ambos estimadores como función de error en la inicialización.

6.6.5 Comparación de los estimadores

En esta sección se comparan los resultados de ambos estimadores en las bases de validación. Para cada una de estas bases, se presentan los índices de desempeño dados por la Ecuación 56 y Ecuación 57.

La Figura 132 y Tabla 26 muestran el desempeño de los estimadores en la base de validación 1. La Figura 133 y Tabla 27, son referentes al desempeño de los estimadores en la base de validación 2. Finalmente, la Figura 134 y Tabla 28, son referentes al subconjunto de validación 3.

En la Figura 135, Figura 136, Figura 137, Figura 138, Figura 139 y Figura 140 se presentan los primeros instantes de cada estimador en ambas bases de validación y para distintas inicializaciones del estado inicial.

Finalmente en la Tabla 29, Tabla 30, Tabla 31, se presentan los tiempos de estabilización de ambos estimadores en cada una de las bases de validación.

Es importante señalar que el tiempo de convergencia se definió mediante el siguiente criterio:

- Se estableció una banda superior e inferior, en torno al 1% en relación a la curva de cada estimador que se obtiene con una inicialización correcta. El tiempo de convergencia se definió como el instante de tiempo en el cual el estimador (con inicialización errónea) intersecta una de estas dos curvas.

En la Figura 132, se observa la comparación de ambos estimadores en la base de validación 1, notar que ambos estimadores están en la vecindad de los valores reales (*ground truth*). En dicha figura, se observa una mejor monotoneidad en el estimador basado en el modelo de Copetti que el basado en el modelo difuso, esto se debe exclusivamente a que el modelo difuso no fue entrenado para corrientes cercanas a cero, lo cual causa un error en el modelo el que se ve reflejado en el estado interno del sistema. La Tabla 26, muestra el valor de los índices de desempeño de cada uno de los estimadores, en ella se observa que en los primeros tres puntos analizados, ambos indicadores favorecen al estimador basado en el modelo difuso, sin embargo, esto no ocurre así en el último punto de comparación, donde el modelo basado en el modelo de Copetti presenta mejores indicadores.

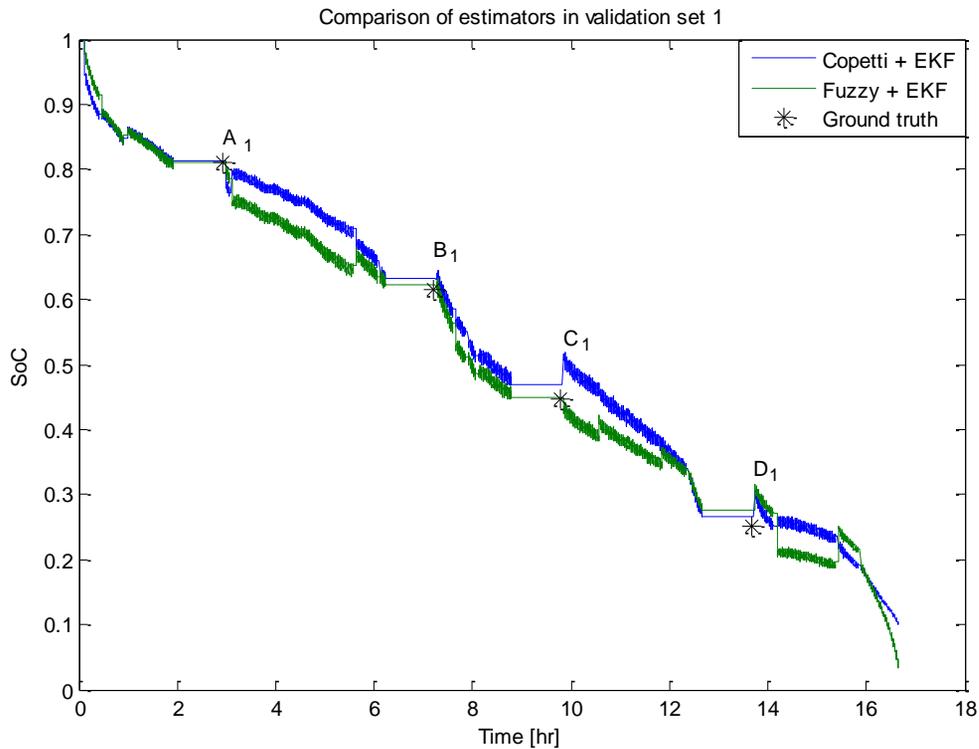


Figura 132. Comparación de estimadores en base de validación 1

Puntos	Índice1 Copetti	Índice 2 Copetti	Índice1 Difuso	Índice 2 Difuso
A_1	0.40	1.19	0.17	0.47
B_1	2.76	4.31	1.26	1.62
C_1	4.93	4.68	0.17	0.18
D_1	5.76	6.11	9.41	10.86

Tabla 26. Índices de desempeño de estimadores en conjunto de validación 1

En la Figura 133, se presenta el desempeño de ambos estimadores en la segunda base de validación. En esta figura no se observan los problemas de monotoneidad para el estimador difuso que se presentaron en la base de validación 1. Esto se debe a que este conjunto no presenta niveles de corriente cercanos a cero. Notar que ambos estimadores, se encuentran en la vecindad de los *ground truth*. La Tabla 27, muestra el valor de los índices de desempeño de ambos estimadores, en la cual se ven indicadores de desempeño similares en ambos estimadores.

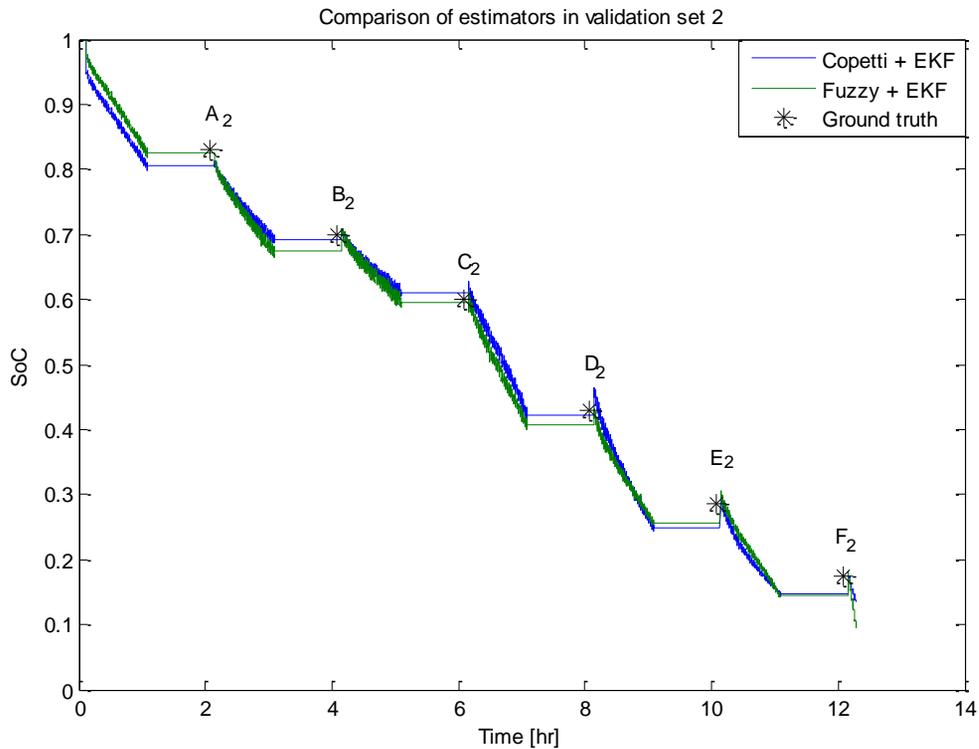


Figura 133. Comparación de estimadores en base de validación 2

Puntos	Índice1 Copetti	Índice 2 Copetti	Índice1 Difuso	Índice 2 Difuso
A_2	2.91	8.68	0.56	1.53
B_2	0.77	1.52	3.51	5.68
C_2	1.77	2.55	0.63	0.79
D_2	1.63	1.67	5.49	6.62
E_2	13.0	15.6	10.1	13.3
F_2	15.2	27.2	17.5	19.5

Tabla 27. Índices de desempeño de estimadores en conjunto de validación 2

La Figura 134, muestra el desempeño de ambos estimadores en el subconjunto de validación 3. Al igual que en la segunda base de validación se observa una buena monotoneidad del estimador basado en el modelo difuso. La Tabla 28, muestra los índices de desempeño de ambos estimadores, los cuales son muy parecidos entre sí.

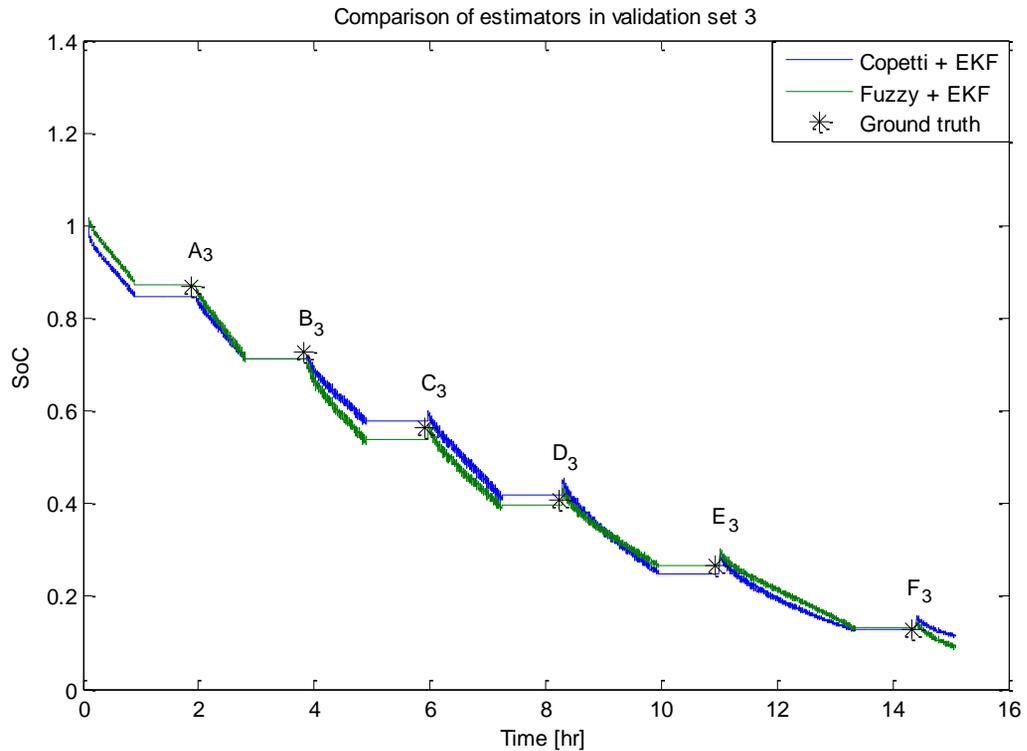


Figura 134. Comparación de estimadores en base de validación 3

Puntos	Índice1 Copetti	Índice 2 Copetti	Índice1 Difuso	Índice 2 Difuso
A_3	2.38	8.32	0.46	1.53
B_3	1.95	4.13	1.89	3.32
C_3	2.70	3.54	4.65	5.61
D_3	2.63	2.47	2.48	2.82
E_3	6.47	6.08	0.45	0.48
F_3	1.47	1.80	2.47	1.87

Tabla 28. Índices de desempeño de estimadores en subconjunto de validación 3

La Figura 135, Figura 136, Figura 137, Figura 138, Figura 139 y Figura 140, muestran gráficamente los tiempos de convergencia ante los siguientes errores en la inicialización del estado inicial: 90%, 70%, 50% y 30%. La Tabla 29, Tabla 30 y Tabla 31 muestran los tiempos de convergencia en cada uno de los conjuntos de validación. De ellas se desprende que los tiempos de estabilización de los estimadores son bastante bajos y siempre menores a 5 [s], lo cual, hace que ambos estimadores puedan ser utilizados en aplicaciones de tiempo real y donde no se tiene certeza del estado inicial.

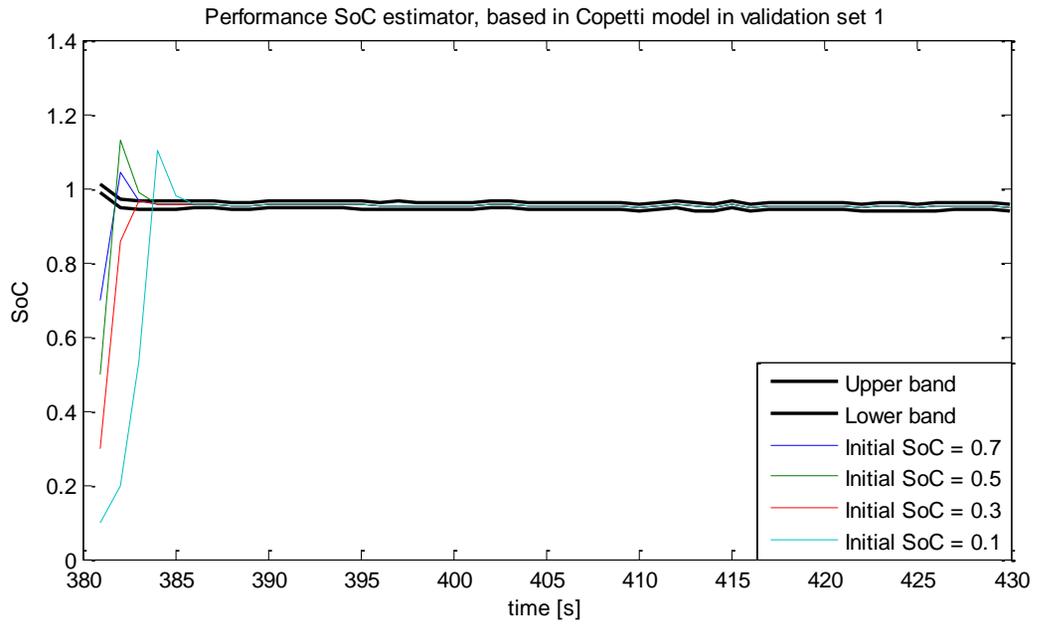


Figura 135. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo de Copetti (en base validación 1)

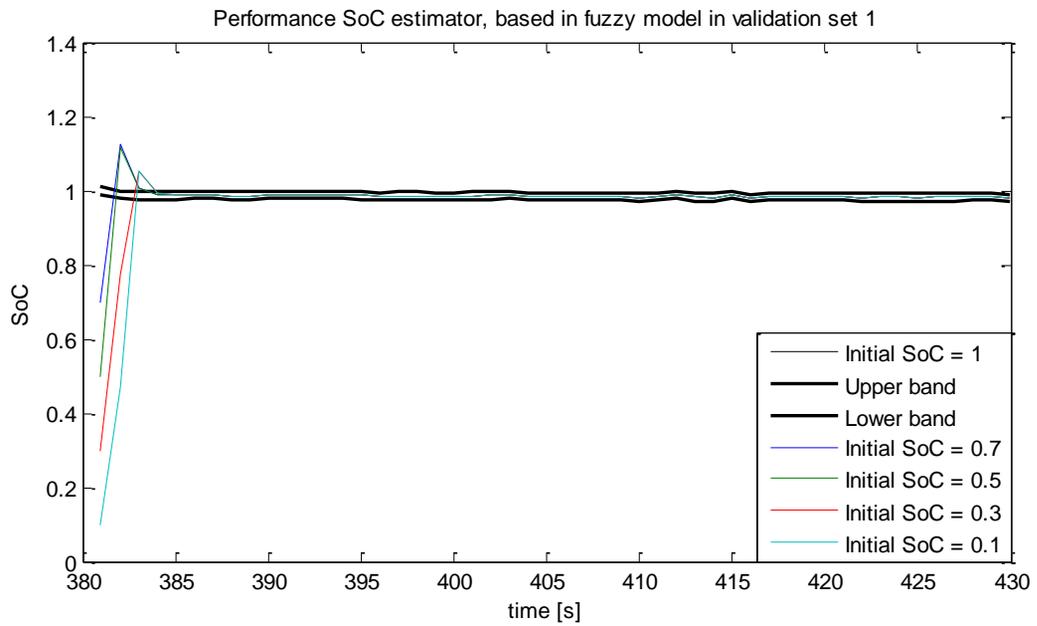


Figura 136. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo Difuso (en base validación 1)

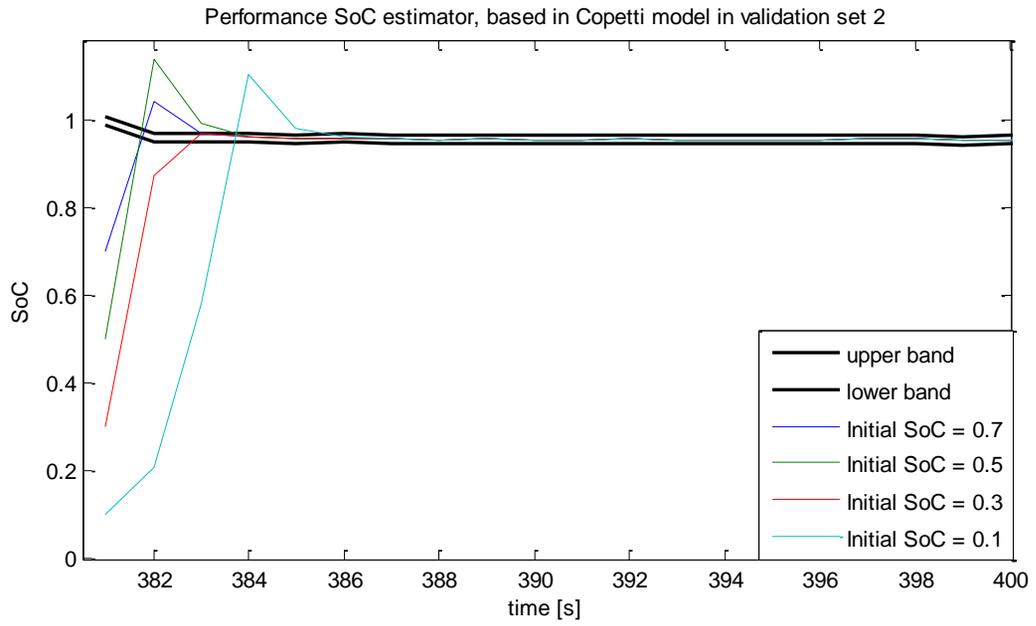


Figura 137. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo de Copetti (en base validación 2)

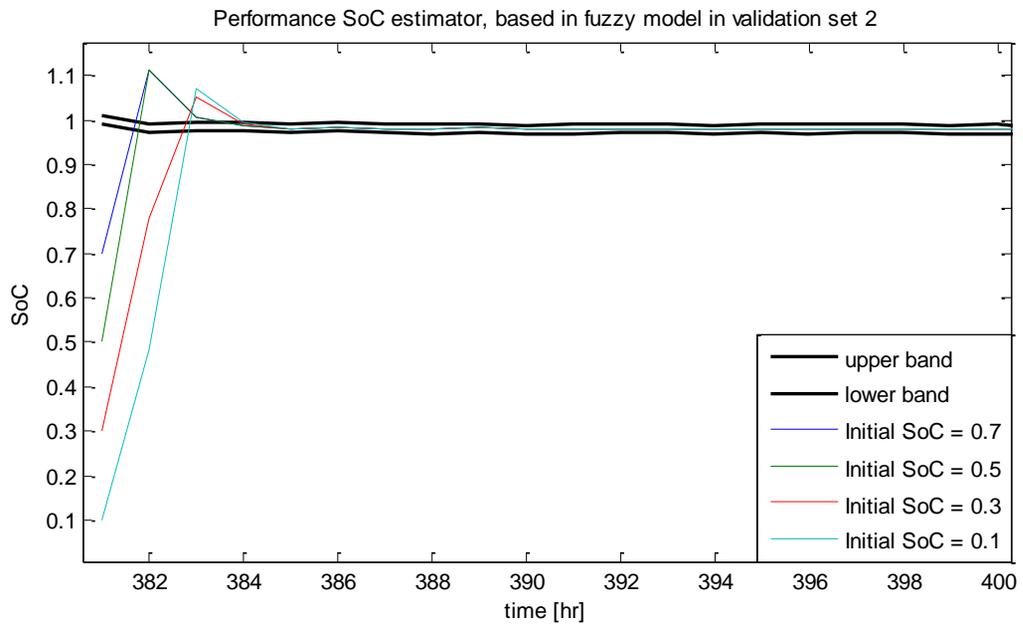


Figura 138. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo Difuso (en base validación 2)

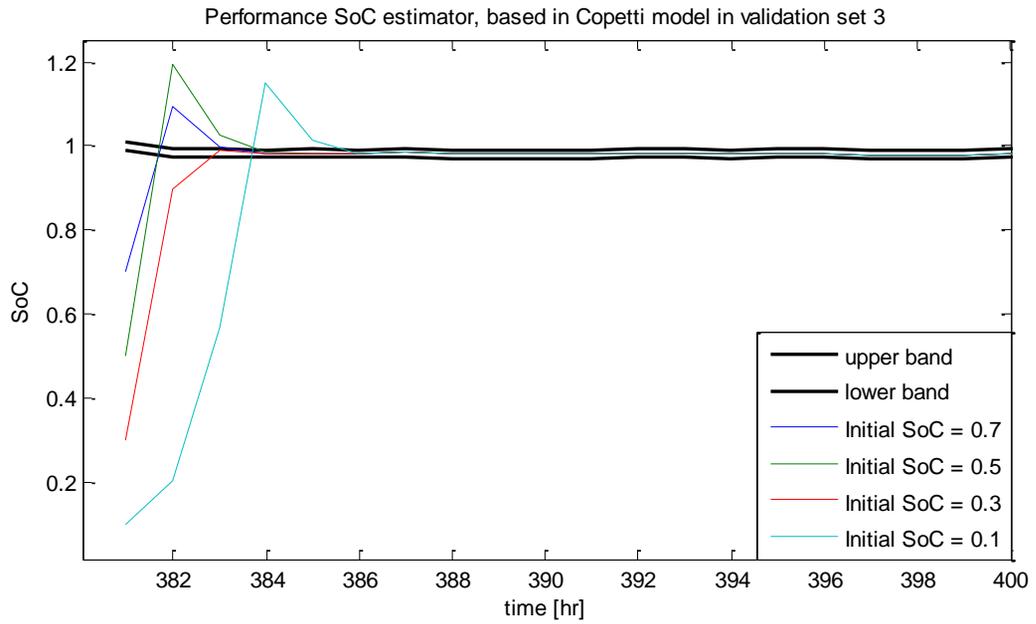


Figura 139. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo de Copetti (en subconjunto de validación 3)

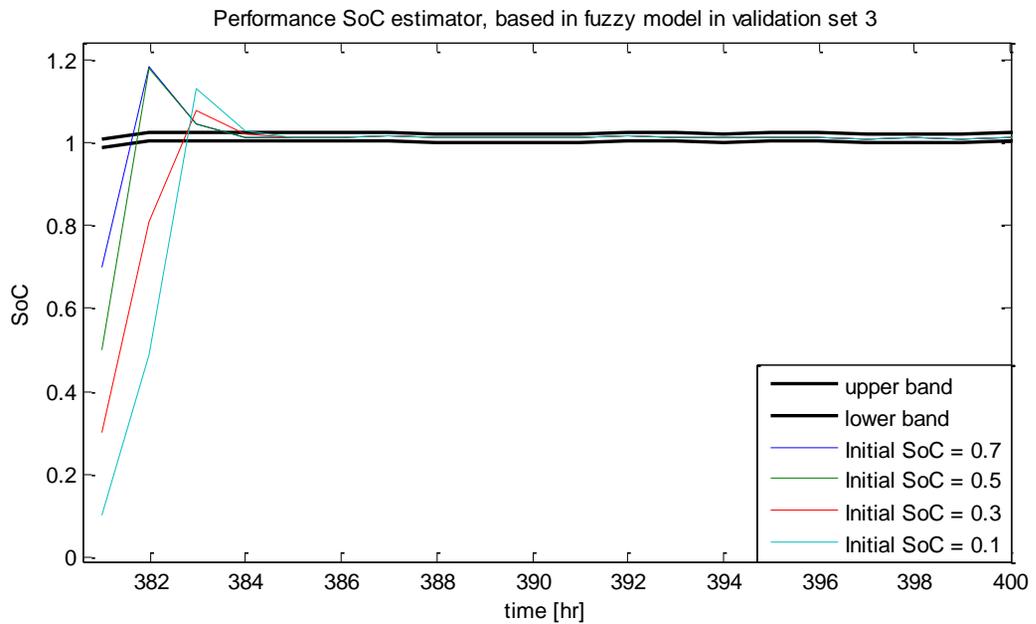


Figura 140. Tiempo de convergencia estimador basado en modelo Difuso (en subconjunto de validación 3)

SoC inicial	Error	EKF-Copetti [s]	EKF-Difuso [s]
0.1	90%	4.6	2.9
0.3	70%	1.8	2.9
0.5	50%	2.7	2.5
0.7	30%	2.0	2.6

Tabla 29. Tiempos de estabilización en conjunto de validación 1

SoC inicial	Error	EKF-Copetti [s]	EKF-Difuso [s]
0.1	90%	4.6	3.1
0.3	70%	1.8	2.9
0.5	50%	2.7	2.5
0.7	30%	2.0	2.5

Tabla 30. Tiempos de estabilización en conjunto de validación 2

SoC inicial	Error	EKF-Copetti [s]	EKF-Difuso [s]
0.1	90%	4.7	3.4
0.3	70%	1.8	2.9
0.5	50%	2.8	2.7
0.7	30%	2.3	2.7

Tabla 31. Tiempos de estabilización en subconjunto de validación 3

6.7 Discusión

En este capítulo se validó el modelo propuesto mediante su comparación con otros modelos utilizados en la literatura para representar el comportamiento de los acumuladores. Obteniéndose un buen desempeño del modelo difuso. Luego de esto, se realizó una comparación entre el estimador basado en el modelo difuso y uno basado en el modelo de Copetti, esto mediante dos medidas de desempeño propuestas. Finalmente, se cuantificaron los tiempos de convergencia de los estimadores como función del grado de error en el estado inicial.

En el capítulo siguiente se darán a conocer las principales conclusiones que se desprenden de esta investigación, y luego de esto se proponen algunos trabajos futuros.

Capítulo 7. Conclusiones

El sistema experimental diseñado y construido logró funcionar correctamente, por lo cual, se pudieron generar gran cantidad de pruebas experimentales, las que sirvieron para entrenar y validar tanto los modelos del banco de baterías como los estimadores de SoC basados en ellos.

El modelo difuso desarrollado, comparado con otros modelos que utilizan lógica difusa u redes neuronales, es simple y no requiere gran cantidad de información para su entrenamiento. Además de esto, se tiene que este modelo no se indefine para estados de carga muy cercanos a cero, como ocurre con los modelos de Plett y Copetti.

El modelo difuso presenta valores de RMSE menores a 0.0867 [V] en todas las bases de validación. Lo que es comparable con el desempeño del mejor modelo convencional analizado³⁵, el cual presenta valores de RMSE menores a 0.0979 [V].

Debido a la formulación del modelo difuso (basado en reglas), éste puede ser extendido fácilmente para tomar en cuenta efectos de la temperatura, y a otras tecnologías de baterías.

Con un número limitado de información a corriente constante, el modelo difuso es capaz de interpolar de buena manera perfiles variantes en el tiempo.

Los resultados del estimador basado en el modelo difuso, son comparables a los resultados obtenidos con el estimador basado en el mejor modelo convencional analizado. En relación a esto, se tiene que el peor error en la estimación³⁶ dada por el estimador basado en el modelo difuso es de 17.5 %, mientras que la peor estimación del estimador basado en el modelo convencional es de 15.2 %. Cabe hacer notar, que todos los valores analizados caen en el intervalo de confianza³⁷ del 95%.

Los tiempos de estabilización del estimador basado en el modelo difuso son muy pequeños (menores a 5 segundos), por lo cual su convergencia es rápida. Lo cual hace factible de ser utilizado en aplicaciones en tiempo real. Además, este estimador es capaz de sobreponerse hasta inicializaciones erróneas del estado inicial del 90% de error, lo que lo hace ideal para ser utilizado en aplicaciones donde el estado inicial es desconocido.

³⁵ Con respecto a las bases de validación con SoC entre 1 y 0.1

³⁶ Índice 1

³⁷ Índice 2

Capítulo 8. Trabajo futuro

En base a la investigación realizada, se proponen los siguientes trabajos futuros que tienen como objetivo mejorar y continuar con la investigación en torno a acumuladores de energía.

Debido a que el modelo propuesto sólo fue validado en periodos de descarga del banco de baterías, se propone realizar pruebas adicionales para entrenar el modelo en la zona de carga y así contar con un modelo de baterías más general que pueda operar tanto a la carga como a la descarga.

Debido a la forma de las reglas difusas, resulta natural extender el modelo propuesto para tomar en cuenta efectos de la temperatura, para esto se plantea caracterizar el comportamiento de la resistencia interna como función de la temperatura. Para esto se propone mapear la variación de la resistencia interna para los mismos niveles de corriente de descarga utilizados en esta investigación (10, 15, 25 y 32 [A]), como función de la temperatura. En base a esto se tendrá la siguiente forma para las reglas difusas:

$$\text{Regla } j: \text{ If } I_k \text{ es } A_{I,j} \text{ and } T_k \text{ es } B_{T,j} \text{ entonces } R_{int_j} = f_j(SoC_k)$$

Otro tema pendiente es validar el modelo y el estimador para otros tipos de baterías como son por ejemplo ion litio u ion litio polímero.

Es importante destacar que debido a la naturaleza del modelo propuesto, este no toma en cuenta los efectos transientes, por lo cual se propone agregar una rama RC en serie al modelo circuital, con la cual los efectos transientes serán caracterizados.

Con el modelo difuso establecido en el punto anterior, determinar el estimador del SoC el cual tendrá dos estados internos, el primero de ellos corresponde al SoC y el otro a la tensión en la rama RC.

Agregar al sistema experimental un sensor de corriente de alta exactitud y precisión, con el cual se podría considerar que el SoC real está dado por la integral de la corriente medida por dicho elemento. Esto serviría para tener un conjunto más extenso de puntos de validación para los estimadores.

La identificación de parámetros de los modelos fue en base a información con componente DC solamente, luego se propone comparar esta identificación con la realizada en base a información con componente en frecuencia. Para esto se propone perturbar el acumulador con un PRBS montada sobre una señal de corriente constante. La idea de esto es dividir la curva de descarga de la batería en 4 zonas de operación en cada una de las cuales se aplica una PRBS con un cierto ancho de banda, luego en base a esta información, realizar la identificación. Si esto tuviera buenos resultados, implicaría que la identificación de parámetros se realizaría en base a pruebas de corta duración y no a pruebas extensas en el tiempo. (Como se realizó en esta investigación)

En base a algunas pruebas realizadas, surgió la siguiente pregunta que se deja abierta para futuras investigaciones: ¿Cómo afecta a la vida de la batería, el contenido en frecuencia en los perfiles de carga/descarga aplicados a ella? Para responderla se asume que existe una correlación entre la degradación de la batería con el aumento de la temperatura al interior de éste, por lo cual se propone mapear el aumento de la temperatura de la batería como función del contenido de frecuencia aplicado.

Otro punto que se deja establecido como trabajo futuro es combinar el modelo difuso propuesto con otro modelo que opere cuando la corriente es igual a cero, es decir, se utiliza el modelo difuso sólo para regímenes con corriente distinta de cero y el otro modelo para regímenes con corriente cero. El multi-modelo así desarrollado podría representar de mejor manera los periodos de descanso del acumulador.

Finalmente para hacer más robusto el sistema experimental construido se propone transmitir las señales PWM mediante fibra óptica y las señales de los transductores mediante cable coaxial, esto le brindaría una mejor inmunidad al ruido electromagnético.

Publicación

Burgos, C., Sáez, D., Orchard, M., Cárdenas, R., “Fuzzy modelling for the state-of-charge estimation of the lead-acid batteries”, IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement. (enviada septiembre 2013)

Estadía de investigación

De mayo a julio, 2013, se desarrolló una estadía de investigación en la tema “Implementation of an experimental system to model the maximum power available versus state of charge (SoC) for lithium-ion batteries” en la Universidad de Waterloo con el grupo de electrónica de potencia liderado por el profesor Mehrdad Kazerani. Se espera generar dos publicaciones de este tema.

Bibliografía

- [1] R. M. Dell y D. A. Rand, «Understanding batteries,» Cambridge, Royal society of chemistry, 2001.
- [2] B. Severino, «Modelación de un sistema fotovoltaico y un banco de baterías de plomo ácido como elementos de una micro-red,» Memoria de título para optar al grado de ingeniero civil electricista, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [3] E. Bianchi, «Elementos de electroquímica: electrolisis y acumuladores reversibles,» Apunte del curso: Aplicaciones industriales de la energía eléctrica, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [4] C. Burgos, «Diseño del estimador del estado de carga (SoC) para el auto solar Eolian 2,» Informe para el curso: Taller de desarrollo tecnológico, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2012.
- [5] S. B. Chiquero, «Electrodeposición y caracterización de láminas de Cu_2O . Aplicación como electrodos de baterías de ión-litio,» Tesis doctoral de la facultad de ciencias, Universidad de Málaga, Málaga, España, 2007.
- [6] M. H. Miles, «Recent advances in lithium battery technology,» *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 2001. 23rd Annual Technical Digest*, pp. 219 - 222 , 2001.
- [7] M. Urbain, S. Raël, B. Davat y P. Desprez, «Energetical modelling of lithium-ion battery discharge and relaxation,» *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 3628 - 3634, 2008.
- [8] K. Lahiri, A. Raghunathan, S. Dey y D. Panigrahi, «Battery-driven system design: a

new frontier in low power design,» *Design Automation Conference, 2002. Proceedings of ASP-DAC 2002. 7th Asia and South Pacific and the 15th International Conference on VLSI Design. Proceedings.*, pp. 261 - 267 , 2002.

- [9] R. Chang, Quimica de Chang, McGraw Hill, 2002.
- [10] L. Siguang y Z. Chengning, «Study on Battery Management System and Lithium-ion Battery,» *Computer and Automation Engineering, 2009. ICCAE '09. International Conference on*, pp. 218 - 222, 2009.
- [11] A. Green, «The characteristics of the nickel-cadmium battery for energy storage,» *Power engineering journal*, pp. 117-121, 1999.
- [12] J. McDowall, «Nickel-cadmium batteries for energy storage applications,» *Battery Conference on Applications and Advances, 1999. The Fourteenth Annual*, pp. 303 - 308 , 1999.
- [13] H. F. Gibbard, «Nickel metal hydride battery applications,» *Battery Conference on Applications and Advances, 1994., Proceedings of the Ninth Annual*, 1994.
- [14] J. Dunbar, «High performance nickel metal hydride batteries,» *WESCON/94. 'Idea/Microelectronics'. Conference Record*, pp. 236 - 241, 1994.
- [15] J. P. Aditya y M. Ferdowsi, «Comparison of NiMH and Li-ion batteries in automotive applications,» *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE*, pp. 1 - 6 , 2008.
- [16] J. McDowall y S. America, «Conventional battery technologies-present and future,» *Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE*, vol. 3, pp. 1538 - 1540, 2000.
- [17] Rayovac Corporation, «Reusable alkaline battery system from Rayovac

(Renewal),» *WESCON/94. 'Idea/Microelectronics'. Conference Record*, pp. 249 - 255 , 1994.

- [18] A. Stani, W. Taucher-Mautner, K. Kordesch y J. Daniel-Ivad, «Development of flat plate rechargeable alkaline manganese dioxide–zinc cells,» *Journal of Power Sources*, nº 153, p. 405 – 412, 2006.
- [19] D. Lisbona y T. Snee, «A review of hazards associated with primary lithium and lithium-ion batteries,» *Process Safety and Environmental Protection*, nº 89, p. 434 – 442, 2011.
- [20] Y.-G. Lee, J. Kim, S. Kim y K. M. Kim, «3.0 V-class film-type lithium primary battery with highly improved energy density,» *Journal of Power Sources*, nº 195, p. 3715 – 3719, 2010.
- [21] D. G. Murillo, «Modelamiento y análisis de sistemas fotovoltaicos,» Tesis doctoral, Departamento Ingeniería Electrónica, Universidad de Cataluña, Barcelona, España, 2003.
- [22] G. E. Blomgren, «Current status of lithium ion and lithium polymer secondary batteries,» *Battery Conference on Applications and Advances, 2000. The Fifteenth Annual*, pp. 97 - 100 , 2000.
- [23] S. C. Levy y W. R. Cieslak, «Review of lithium-ion technology,» *Battery Conference on Applications and Advances, 1994., Proceedings of the Ninth Annual*, 1994.
- [24] R. J. Brodd, J. L. Morris, W. Guindy y R. J. Horning, «Performance of Valence Li-ion polymer batteries. Power for the future,» *Battery Conference on Applications and Advances, 1998., The Thirteenth Annual*, pp. 205 - 209 , 1998.

- [25] I. Buchmann, «¿Las baterías Litio-Ion energizarán el nuevo milenio?,» Cadex Electronics Inc, Canadá, 2000.
- [26] C. Burgos y S. Fehlandt, «Construcción Caja Banco de Baterías de EOLIAN 2 para WSC,» Informa para el curso: Taller de Diseño en sistemas de potencia II, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [27] M. Broussely, M. Perelle, J. Mc Dowall y G. Sarre, «Lithium ion: the next generation of long life batteries characteristics, life predictions, and integration into telecommunication systems,» *Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International*, pp. 194- 201, 2000.
- [28] D. Robinson, S. Sun, R. Parashar y L. Yao, «The Utilisation of Lithium-Ion Batteries in Substations,» *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*, pp. 1- 4, 2009.
- [29] L. Ran, W. Junfeng, W. haiying y L. Gechen, «Prediction of state of charge of Lithium-ion rechargeable battery with electrochemical impedance spectroscopy theory,» *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, pp. 684 - 688 , 2010.
- [30] P. Rong y M. Pedram, «An analytical model for predicting the remaining battery capacity of lithium-ion batteries,» *Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition, 2003*, pp. 1148 - 1149 , 2003.
- [31] V. L. Teofilo y J. N. Nadell, «Lithium solid polymer batteries for aerospace,» *Energy Conversion Engineering Conference, 1997. IECEC-97., Proceedings of the 32nd Intersociety*, vol. 1, pp. 1 - 4, 1997.
- [32] V. L. Teofilo y M. J. Isaacson, «Advanced lithium ion solid polymer electrolyte battery development,» *Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE*, vol.

14, pp. 43 - 47, 1999.

- [33] M. Alamgir, S. Ketkar y K. Yoo, «Recent progresses of LG Chem's large-format Li ion polymer batteries,» *Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE*, pp. 1 - 4, 2011.
- [34] Alliant Techsyst. Inc, «Wearable lithium-ion polymer batteries for military applications,» *Battery Conference on Applications and Advances, 1998., The Thirteenth Annual*, pp. 71- 74 , 1998.
- [35] D. G. Murillo, «Modelamiento y análisis de sistemas fotovoltaicos,» Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, España, 2003.
- [36] B. Severino, «Modelación de un sistema fotovoltaico y un banco de baterías de plomo ácido como elementos de una micro-red,» Tesis para optar al grado de ingeniero civil electricista, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [37] G. L. Plett, «Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 1. Background,» *Journal of Power Sources*, vol. 134, p. 252–261, 2004.
- [38] C. Burgos y S. Fehlandt, «Proyecto: Construcción Caja Banco de Baterías de EOLIAN 2 para WSC,» Trabajo para el curso EL67B, del departamento de ingeniería eléctrica, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2011.
- [39] C. Burgos, «Diseño del estimador de estado de carga (SoC) para el auto solar Eolian 2,» informe para el curso EL680, del departamento de ingeniería eléctrica de la Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2012.
- [40] H. Zhang y M.-Y. Chow, «On-line PHEV battery hysteresis effect dynamics modeling,» *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*

Society, pp. 1844 - 1849, 2010.

- [41] E. Aranda, «Desarrollo de estrategia para el uso óptimo de la energía en un vehículo solar,» Tesis para optar al grado de ingeniero civil electricista, Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2008.
- [42] L. Ran, W. Junfeng, W. haiying y L. Gechen, «Prediction of state of charge of Lithium-ion rechargeable battery with electrochemical impedance spectroscopy theory,» *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, pp. 684- 688, 2010.
- [43] H. He, R. Xiong, X. Zhang, F. Sun y J. Fan, «State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery Using an Adaptive Extended Kalman Filter Based on an Improved Thevenin Model,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1461- 1469, 2011.
- [44] S. Abu-Sharkh y D. Doerffel, «Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries,» *Journal of Power Sources*, p. 266–274, 2004.
- [45] L. Chenglin, L. Huiju y W. Lifang, «A dynamic equivalent circuit model of LiFePO₄ cathode material for lithium ion batteries on hybrid electric vehicles,» *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, pp. 1662- 1665 , 2009.
- [46] R. A. Huggins, *Energy Storage*, New York: Springer, 2010.
- [47] S. Piller, M. Perrin y A. Jossen, «Methods for state of charge determination and their applications,» *Journal of Power Sources*, pp. 113-120, 2001.
- [48] «European Committee Standardization,» [En línea]. Available: <http://www.cen.eu>. [Último acceso: 16 11 2012].
- [49] «American national standards institute,» [En línea]. Available: <http://www.ansi.org/>.

[Último acceso: 20 11 2012].

- [50] A. Shafiei, A. Momeni y S. Williamson, «Battery modeling approaches and management techniques for Plug-in Hybrid Electric Vehicles,» *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, pp. 1- 5, 2011.
- [51] J. L. V. Gutiérrez, «Empleo de la técnica de espectroscopía de impedancias electroquímicas para la caracterización de biomateriales. Aplicación a una aleación biomédica de Co-Cr-Mo,» Tesis para optar al grado de magíster en seguridad industrial y medio ambiente, Universidad Politécnica de Valencia, Valencia, España, 2007.
- [52] J. Kim y B. H. Cho, «State-of-Charge Estimation and State-of-Health Prediction of a Li-Ion Degraded Battery Based on an EKF Combined With a Per-Unit System,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4249 - 4260 , 2011.
- [53] K. Lahiri, A. Raghunath, S. Dey y D. Panigrahi, «Battery-driven system design: a new frontier in low power design,» *Design Automation Conference, 2002. Proceedings of ASP-DAC 2002. 7th Asia and South Pacific and the 15th International Conference on VLSI Design. Proceedings.*, pp. 261- 267, 2002.
- [54] K. Tsang, W. Chan, Y. K. Wong y L. Sun, «Lithium-ion battery models for computer simulation,» *Automation and Logistics (ICAL), 2010 IEEE International Conference on*, pp. 98 - 102 , 2010.
- [55] M. Doyle, T. Fuller y J. Newman, «Modeling of galvanostatic charge and discharge of the Lithium/Polymer/Insertion Cell,» *J. Electrochem.Soc.*, vol. 140, nº 6, p. 1526–1533, 1993.
- [56] K. A. Smith, C. D. Rahn y C.-Y. Wang, «Control oriented 1D electrochemical model of lithium ion battery,» *Energy Conversion and Management*, vol. 48, nº 9, p.

2565–2578, 2007.

- [57] A. Szumanowski y Y. Chang, «Battery management system based on battery nonlinear dynamics modeling,» *IEEE Transactions on Vehicular*, vol. 57, nº 3, p. 1425–1432, 2008.
- [58] L. Song y J. W. Evans, «Electrochemical-thermal model of lithium polymer batteries,» *J. Electrochem. Soc.*, vol. 147, nº 6, p. 2086–2095, 2000.
- [59] M. Chen y G. A. Rincon-Mora, «Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 504- 511, 2006.
- [60] C.-F. Chiasserini y R. Rao, «Energy efficient battery management,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 19, nº 7, p. 1235–1245, 2001.
- [61] D. Panigrahi, C. Chiasserini, S. Dey y R. Rao, «Battery life estimation of mobile embedded systems,» *Fourteenth International Conference on VLSI Design*, p. 57–63, 2001.
- [62] C. Chiasserini y R. Rao, «Importance of a battery pulsed discharge in portable radio devices,» *Proc. Int. Conf. Mobile Computing and Networking*, p. 88–95, 1999.
- [63] P. Rong y M. Pedram, «Battery-aware power management based on Markovian decision processes,» *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 25, nº 7, p. 1337–1349, 2006.
- [64] V. Rao, G. Singhal, A. Kumar y N. Navet, «Battery model for embedded systems,» *18th International Conference on VLSI Design*, pp. 105-110, 2005.
- [65] J. Kim y B. H. Cho, «State-of-Charge Estimation and State-of-Health Prediction of

a Li-Ion Degraded Battery Based on an EKF Combined With a Per-Unit System,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4249 - 4260 , 2011.

- [66] M. Durr, A. Cruden, S. Gair y J. McDonald, «Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system,» *Journal of Power Sources*, nº 161, p. 1400 – 1411, 2006.
- [67] F. Sun, R. Xiong, H. He, W. Li y J. E. E. Aussems, «Model-based dynamic multi-parameter method for peak power estimation of lithium-ion batteries,» *Applied Energy*, nº 96, p. 378 – 386, 2012.
- [68] L. Gao, S. Liu y R. A. Dougal, «Dynamic lithium-ion battery model for system simulation,» *Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 495 - 505 , 2002.
- [69] C. M. Shepherd, « Theoretical design of primary and secondary cells, part III- battery discharge equation,» U. S. Naval research laboratory, USA, 1963.
- [70] J. Copetti y F. Chenlo, «Lead/acid batteries for photovoltaic applications. Test results and modelling,» *Journal of Power Sources*, vol. 47, pp. 109-118, 1994.
- [71] G. L. Plett, «Extended Kalman filtering for battery management systems of LIPB-based HEV battery packs Part 2. Modeling and identification,» *Journal of Power Sources*, nº 134, pp. 262-276, 2004.
- [72] J. Chiasson y B. Vairamohan, «Estimating the State of Charge of a Battery,» *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, nº 3, pp. 465 - 470, 2005.
- [73] S. Pang, J. Farrell, J. Du y M. Barth, «Battery State-of-Charge Estimation,» de *Proceedings of the American Control Conference*, Arlington, VA, 2001.
- [74] A. Vasebi, S. Bathaee y M. Partovibakhsh, «Predicting state of charge of lead-acid

batteries for hybrid electric vehicles by extended Kalman filter,» *Energy Conversion and Management*, vol. 49, p. 75–82, 2008.

- [75] A. Vasebi, M. Partovibakhsh y S. Mohammad, «A novel combined battery model for state-of-charge estimation in lead-acid batteries based on extended Kalman filter for hybrid electric vehicle applications,» *Journal of Power Sources*, vol. 174, p. 30–40, 2007.
- [76] F. Codecà, S. M. Savaresi y G. Rizzoni, «On battery State of Charge estimation: A new mixed algorithm,» *Control Applications, 2008. CCA 2008. IEEE International Conference on*, pp. 102- 107, 2008.
- [77] J. Lee, J. Lee, O. Nam, J. Kim, B. H. Cho, H.-S. Yun, S.-S. Choi, K. Kim, J. Kim y S. Jun, «Modeling and Real Time Estimation of Lumped Equivalent Circuit Model of a Lithium Ion Battery,» *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, pp. 1536- 1540, 2006.
- [78] L. Ran, W. Junfeng, W. haiying y L. Gechen, «Prediction of state of charge of Lithium-ion rechargeable battery with electrochemical impedance spectroscopy theory,» *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*, pp. 684 - 688, 2010.
- [79] Xuezhe.Wei, B. Zhu y W. Xu, «Internal Resistance Identification in Vehicle Power Lithium-ion Battery and Application in Lifetime Evaluation,» *Measuring Technology and Mechatronics Automation, 2009. ICMTMA '09. International Conference on* , vol. 3, pp. 388 - 392, 2009.
- [80] H. Dai, Z. Sun y X. Wei, «Online SOC Estimation of High-power Lithium-ion Batteries Used on HEVs,» *Vehicular Electronics and Safety, 2006. ICVES 2006. IEEE International Conference on*, pp. 342 - 347, 2006.

- [81] X. Liu, Y. He y Z. Chen, «State-of-Charge estimation for power Li-ion battery pack using Vmin-EKF,» *Software Engineering and Data Mining (SEDM), 2010 2nd International Conference on*, pp. 27 - 31, 2010.
- [82] H. He, R. Xiong, X. Zhang, F. Sun y J. Fan, «State-of-Charge Estimation of the Lithium-Ion Battery Using an Adaptive Extended Kalman Filter Based on an Improved Thevenin Model,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 1461 - 1469, 2011.
- [83] J. Xu, M. Gao, Z. He, Q. Han y X. Wang, «State of Charge Estimation Online Based on EKF-Ah Method for Lithium-Ion Power Battery,» *Image and Signal Processing, 2009. CISP '09. 2nd International Congress on*, pp. 1 - 5, 2009.
- [84] B. E. Olivares, M. A. Cerda, M. E. Orchard y J. F. Silva, «Particle-filtering-based Prognosis Framework for Energy Storage Devices with a Statistical Characterization of State-of-Health Regeneration Phenomena,» *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on* , vol. 62, pp. 364 - 376, 2013.
- [85] M. Gao, Y. Liu y Z. He, «Battery state of charge online estimation based on particle filter,» *Image and Signal Processing (CISP), 2011 4th International Congress on*, vol. 4, pp. 2233 - 2236, 2011.
- [86] M. Charkhgard y M. Farrokhi, «State-of-Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Neural Networks and EKF,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 4178 - 4187, 2010.
- [87] A. J. Salkind, C. Fennie, P. Singh, T. Atwater y D. E. Reisner, «Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology,» *Journal of Power Sources*, nº 80, p. 293 – 300, 1999.
- [88] P. Singh y A. Nallanchakravarthula, «Fuzzy logic modeling of unmanned surface

vehicle (USV) hybrid power system,» de *Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference on*, Arlington, VA, 2005.

- [89] B. Sun, L. Wang y C. Liao, «SOC estimation of NiMH battery for HEV based on adaptive neuro-fuzzy inference system.,» *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE* , pp. 1-4, 2008.
- [90] P. Singh, C. Fennie y D. Reisner, «Fuzzy logic modelling of state-of-charge and available capacity of nickel/metal hydride batteries,» *Journal of Power Sources*, vol. 136, nº 2, pp. 322-333, 2004.
- [91] P. Singh, R. Vinjamuri, X. Wang y D. Reisner, «Design and implementation of a fuzzy logic-based state-of-charge meter for Li-ion batteries used in portable defibrillators,» *Journal of Power Sources*, vol. 162, nº 2, pp. 829-836, 2006.
- [92] S. Malkhandi, «Fuzzy logic-based learning system and estimation of state-of-charge of lead-acid battery O,» *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 19, nº 5, pp. 479-485, 2006.
- [93] A. J. Salkind, C. Fennie, P. Singh, T. Atwater y D. E Reisner, «Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology,» *Journal of Power Sources*, vol. 80, nº 1-2, pp. 293-300, 1999.
- [94] A. Zenati, P. Desprez y H. Razik, «Estimation of the SOC and the SOH of li-ion batteries, by combining impedance measurements with the fuzzy logic inference,» de *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, 2010.
- [95] C. Cai, D. Du y Z. Liu, «Battery state-of-charge (SOC) estimation using adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS),» de *Fuzzy Systems, 2003. FUZZ '03. The*

12th IEEE International Conference on, 2003.

- [96] I.-H. Li, W.-Y. Wang, S.-F. Su y Y.-S. Lee, «A Merged Fuzzy Neural Network and Its Applications in Battery State-of-Charge Estimation,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, nº 3, pp. 697- 708 , 2007.
- [97] L. Xu, J. Wang y Q. Chen, «Kalman filtering state of charge estimation for battery management system based on a stochastic fuzzy neural network battery model,» *Energy Conversion and Management*, vol. 53, nº 1, pp. 33-39, 2012.
- [98] H.-T. Lin, T.-J. Liang, S.-M. Chen y K.-W. Li, «Forecasting the State-of-Charge of Li-Ion Batteries using Fuzzy Inference System and Fuzzy Identification,» de *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, Raleigh, NC, 2012.
- [99] Y.-S. Lee y C.-W. Jao, «Fuzzy controlled lithium-ion battery equalization with state-of-charge estimator,» de *Systems, Man and Cybernetics, 2003. IEEE International Conference on, 2003.*
- [100] C. S. Mitter, A. R. Hefner, D. Y. Chen y F. C. Lee, «Insulated gate bipolar transistor (IGBT) modeling using IG-SPICE,» *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 24- 33, 1994.
- [101] L. Reyes, «Conversión electromagnética de la energía,» Apuntes del curso EL42C, del departamento de ingeniería eléctrica de la Universidad de Chile, Santiago, Chile, 2003.
- [102] J. H. Fonseca, «Celdas, pilas, y baterías de ion litio una alternativa para....?,» *Journal boliviano de ciencias*, vol. 8, nº 22, pp. 40-47, 2011.
- [103] J. Copetti, E. Lorenzo y F. Chenlo, «A general battery model for PV system simulation,» *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 1, pp. 283-

292, 1993.

- [104] H. Dai, Z. Sun y X. Wei, «Online SOC estimation of high-power lithium-ion batteries used on HEVs,» *Vehicular Electronics and Safety, 2006. ICVES 2006. IEEE International Conference on*, pp. 342-347, 2006.
- [105] G. L. Plett, «Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 1. Background,» *Journal of Power Sources*, vol. 134, pp. 252-261, 2004.
- [106] J. Copetti y F. Chenlo, «Lead/acid batteries for photovoltaic applications. Test results and modelling,» *Journal of Power Sources*, vol. 47, pp. 109-118, 1994.
- [107] C. Cai, D. Du y Z. , «Battery state-of-charge (SOC) estimation using adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS),» *FUZZ '03. The 12th IEEE International Conference on*, 2003.
- [108] M. Charkhgard y M. Farrokhi, «State-of-Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Neural Networks and EKF,» *Industrial Electronics. IEEE Transactions on*, vol. 57, nº 12, pp. 4178-4187, 2010.
- [109] D. M., J. Ma y D. He, «Lithium-ion battery life prognostic health management system using particle filtering framework,» *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part 0: Journal of Risk and Reliability*, pp. 81-90, 2011.
- [110] D. Z., M. Yan y B. Qing-Wen, «Estimation of Lithium-ion battery state of charge,» *30th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 6256-6260, 2011.
- [111] L. Y.S y C. Jao, «Fuzzy controlled lithium-ion battery equalization with state-of-charge estimator,» *de Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference on*, 2003.

- [112] L. I.H, W. Wang, S. Su y Y. Lee, «A Merged Fuzzy Neural Network and Its Applications in Battery State-of-Charge Estimation,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, nº 3, pp. 697-708, 2007.
- [113] M. S., «Fuzzy logic-based learning system and estimation of state-of-charge of lead-acid battery,» *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 19, nº 5, pp. 479-485, 2006.
- [114] P. B., C. Sankavaram y K. Pattipati, «System Identification and Estimation Framework for Pivotal Automotive Battery Management System Characteristics,» *Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on*, vol. 41, nº 6, pp. 869-884, 2011.
- [115] Q. S., Z. Chenghui, C. Naxin y Z. Xiaoping, «Battery State-Of-Charge estimation in Electric Vehicle using Elman neural network method,» *29th Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 5999-6003, 2010.
- [116] R. L., W. Haiying y L. Gechen, «Prediction of state of charge of Lithium-ion rechargeable battery with electrochemical impedance spectroscopy theory,» *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010, the 5th IEEE Conference on*, Vols. %1 de %2684-688, 2010.
- [117] S. B. y K. Goebel, «Modeling Li-ion Battery Capacity Depletion in a Particle Filtering Framework,» *Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society, San Diego, CA*, 2009.
- [118] S. A.J., C. Fennie, P. Singh, T. Atwater y D. Reisner, «Determination of state-of-charge and state-of-health of batteries by fuzzy logic methodology,» *Journal of Power Sources*, vol. 80, nº 1-2, pp. 293-300, 1999.
- [119] S. P., R. Vinjamuri, X. Wang y D. Reisner, «Design and implementation of a fuzzy

logic-based state-of-charge meter for Li-ion batteries used in portable defibrillators,» *Journal of Power Sources*, vol. 162, nº 2, pp. 829-836, 2006.

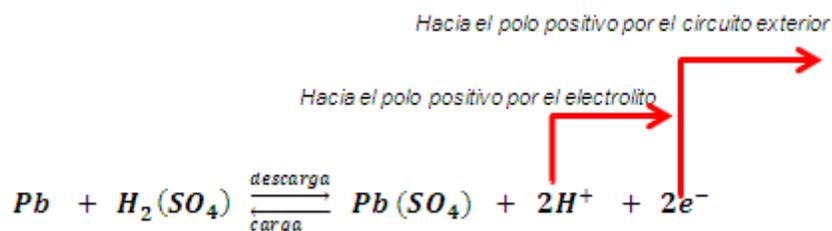
- [120] S. P., C. Fennie y D. Reisner, «Fuzzy logic modelling of state-of-charge and available capacity of nickel/metal hydride batteries,» *Journal of Power Sources*, vol. 136, nº 2, pp. 322-333, 2004.
- [121] S. P. y A. Nallanchakravarthula, «Fuzzy logic modeling of unmanned surface vehicle (USV) hybrid power system,» *Intelligent Systems Application to Power Systems, 2005. Proceedings of the 13th International Conference on. Arlington, VA, 2005*.
- [122] V. D. D., C. Forgez y B. El Kadri, «Impedance Observer for a Li-Ion Battery Using Kalman Filter,» *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 58, nº 8, pp. 3930-3937, 2009.
- [123] X. L., J. Wang y Q. Chen, «Kalman filtering state of charge estimation for battery management system based on a stochastic fuzzy neural network battery model,» *Energy Conversion and Management*, vol. 53, nº 1, pp. 33-39, 2012.
- [124] Z. A., P. Desprez y H. Razik, «Estimation of the SOC and the SOH of li-ion batteries, by combining impedance measurements with the fuzzy logic inference,» *EICON 2010- 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, 2010*.
- [125] R. Babuska, «Fuzzy Modeling for Control,» *Kluwer Academic Publishers, United States*, 1998.
- [126] H. Zhang y M.-Y. Chow, «On-line PHEV battery hysteresis effect dynamics modeling,» *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1844-1849, 2010.

- [127] S. Abu-Sharkh y D. Doerffel, «Rapid test and non-linear model characterisation of solid-state lithium-ion batteries,» *Journal of Power Sources*, vol. 130, p. 266–274, 2004.
- [128] I. N. E. a. E. L. U.S Dept. of energy, «PNGV Battery Test Manual, Revision 3, DOE/ID–10597,» 2001.

ECUACIONES ELECTROQUÍMICAS EN ACUMULADOR DE PLOMO ÁCIDO

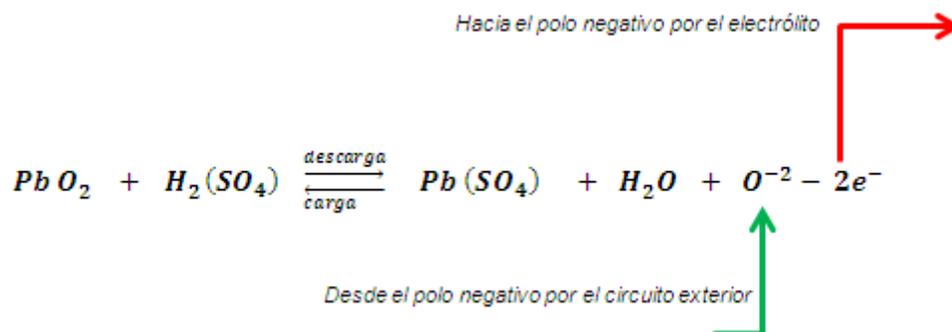
En la superficie de contacto entre ánodo y el electrolito

Como se observa en la reacción electroquímica descrita más abajo, se tiene que un átomo de plomo se combina con una molécula de ácido sulfúrico para formar una molécula de sulfato de plomo, además de desprender dos electrones y dos protones, los cuales migran hacia el polo positivo, por el circuito exterior los primeros y por el electrolito los segundos.



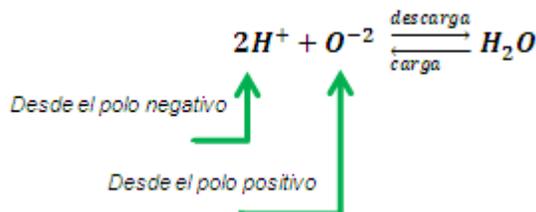
En la superficie de contacto entre el cátodo y el electrolito

En la reacción electroquímica descrita abajo, una molécula de dióxido de plomo se combina con una molécula de ácido sulfúrico para formar, al igual que en polo negativo, una molécula de sulfato de plomo, además de una molécula de agua y un ion oxígeno, el que se dirige hacia el polo negativo a través del electrolito. Paralelo a esto, y para mantener el balance de carga, se cuenta con la presencia de dos electrones, provenientes desde el polo negativo a través del circuito exterior.



En el interior del electrólito

En esta reacción electroquímica, el ion oxígeno proveniente del polo positivo se combina con los dos protones provenientes del polo negativo, formando así una molécula de agua, la que se suma a la desprendida de la reacción que se desarrolló en el polo positivo. La reacción química que ilustra esto es la siguiente.

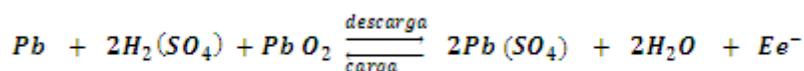


En la ecuación anterior, notar que en el proceso de descarga del acumulador, se tiene que el electrólito se diluye por la generación de moléculas de agua. Esto se traduce en una variación en la densidad de éste, que es dependiente de la cantidad de energía extraída o inyectada a la batería.

Balance general de las ecuaciones

En esta sección se describe la reacción electroquímica general que rige el comportamiento de los acumuladores de energía con tecnología de plomo ácido. Se destaca que esta ecuación engloba a las anteriormente descritas.

La ecuación general es la siguiente.



En el balance general se tiene que en el proceso de descarga, dos moléculas de ácido sulfúrico son “reemplazadas” por dos moléculas de agua, acompañado de una liberación de energía. Este tipo de reacción es conocida como reacción exergónica, ya que tiene lugar de manera espontánea [9]. Es necesario señalar que esta reacción está supeditada a la presencia de sustancia activa (plomo), en el polo positivo del acumulador, luego el acumulador puede entregar energía al sistema, siempre y cuando aún tenga plomo disponible que pueda reaccionar con el electrólito.

Para el proceso de carga, se tiene que la naturaleza de las reacciones es de carácter endergónico [9], es decir, es necesario aplicar energía al sistema para poder inducir el desarrollo de las reacciones electroquímicas al interior del acumulador. Como se aprecia en la electroquímica general de esta tecnología, al aplicar energía a la batería, se invierte el sentido de las reacciones y se generan sustancias activas en cada uno de los electrodos, paralelo a esto se tiene que el electrólito comienza a aumentar su concentración, debido a la disminución de moléculas de agua.

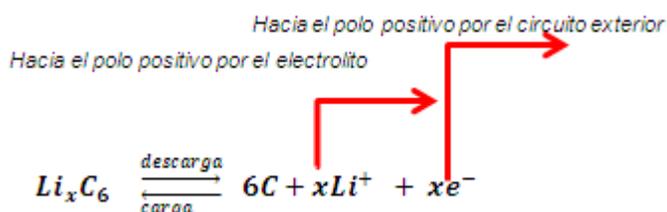
ECUACIONES ELECTROQUIMICAS EN ACUMULADORES DEL TIPO ION LITIO

Acumulador ion litio con cátodo de óxido de cobalto

Para analizar las ecuaciones electroquímicas que rigen el comportamiento de este tipo de acumulador, se consultaron las siguientes referencias: [1], [2], [3], [6], [7], [9], [22], [29], [30]. En base a esto, se procede a detallar las reacciones que tienen lugar tanto en el cátodo como en el ánodo de este acumulador.

ECUACIÓN EN EL ÁNODO

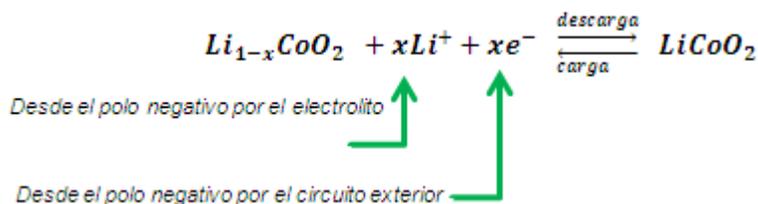
En la ecuación electroquímica individualizada más abajo, x corresponde a la cantidad de litio “intercalada” en la estructura de carbono [1]. El valor de este parámetro se encuentra entre 0 y 1, y depende de la capacidad de absorber litio que tenga la estructura de carbón con la cual se fabrica el electrodo [1].



En la reacción electroquímica anterior, se evidencia que para el proceso de descarga del acumulador, el litio “intercalado” en la estructura de carbón que conforma el electrodo negativo de la batería, migra hacia el polo positivo a través del electrolito, y en paralelo, electrones migran por el circuito exterior desde el polo negativo hacia el polo positivo. El proceso inverso ocurre para el estado de carga de la batería. Por consiguiente ambos fenómenos de migración de iones de litio dan nombre a este tipo de acumuladores, ya que su funcionamiento se basa en movimientos sucesivos entre ambos polos de la batería [3].

ECUACIÓN EN EL CÁTODO

En la reacción química descrita abajo, se tiene que los iones de litio provenientes del polo negativo son “recibidos” por la estructura que conforma el electrodo positivo, es decir, se tiene una topología de huésped-anfitrión, en el cual el huésped corresponde a iones de litio, y los anfitriones a las estructuras que conforman los respectivos electrodos.



ELECTRÓLITO

La movilidad de los iones de litio entre los electrodos de acumuladores con esta tecnología es posible al estar ambos en contacto con un electrólito, el que está formado por una sal de litio disuelta en un disolvente no acuoso [1] [5]. Entre las sales de litio más comunes destacan el $LiClO_4$ y $LiPF_6$, mientras que los disolventes más utilizados son el carbonato de etileno (EC), carbonato de propileno (PC), dimetoxietano (DME), carbonato de dietilo (DEC) y carbonato de dimetilo (DMC) [5] [7].

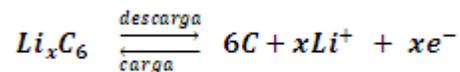
Es interesante notar, que en el electrólito no existen reacciones químicas, como si ocurre en los acumuladores del tipo plomo ácido.

Acumulador de ion litio con cátodo de óxido de manganeso

Como se mencionó anteriormente, el funcionamiento de este tipo de acumuladores es análogo al de ion litio, con la única salvedad de que este acumulador posee un cátodo de manganeso. Las ecuaciones electroquímicas que rigen su funcionamiento, son presentadas a continuación.

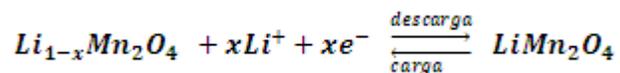
ECUACIÓN EN EL ÁNODO

Notar que esta ecuación electroquímica es idéntica a la del acumulador de ion litio con cátodo de cobalto. En ésta se observa, que en el proceso de descarga, los iones de litio dejan la especie anfitriona que viene siendo el carbono y se dirigen hacia la especie anfitriona de polo positivo, esto a través del electrólito. Paralelo a esto, iones se dirigen por el circuito exterior hacia el cátodo. El proceso inverso ocurre para el estado de carga.



ECUACIÓN EN EL CÁTODO

La única diferencia de esta reacción química con la del acumulador con cátodo de cobalto es que, en este caso, la especie anfitriona del polo positivo viene siendo una estructura de manganeso en vez de una de cobalto. En esta reacción se evidencia que en el proceso de carga, los iones de litio provenientes del electrodo negativo a través del electrólito son “hospedados”, por la estructura presente en el electrodo positivo.

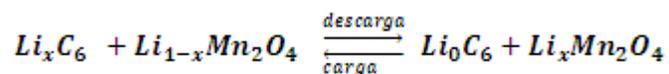


ECUACIONES ELECTROQUIMICAS EN ACUMULADORES DEL TIPO ION LITIO POLIMERO

Reacción electroquímica en acumulador ion litio polímero

En [24], se dan a conocer las reacciones electroquímicas que tienen lugar en el acumulador de ion litio polímero, provisto por la empresa *Valence Technology*. Dicho

acumulador presenta un electrodo de grafito como ánodo, y un electrodo de óxido de manganeso como cátodo. La reacción electroquímica general, es la siguiente.



Como se observa en la reacción anterior, ésta es análoga a la del acumulador de ion litio tipo espinela, la única diferencia está en el tipo de electrólito utilizado.

ANEXO B

CARACTERISTICAS IGBTs UTILIZADOS EN EL CONVERTOR DC/DC

Las características de los IGBTs que forman el módulo de potencia, así como también de los IGBTs de respaldo son presentadas en las Tabla 32 y Tabla 33 respectivamente.

Fabricante	TOSHIBA
Tensión Colector-Emisor	1200[V]
Corriente Colector	200 [A]
Tensión de control	±15 [V]

Tabla 32. Principales características de IGBTs que forman parte del prototipo

Fabricante	TOSHIBA
Tensión Colector-Emisor	600 [V]
Corriente Colector	300 [A]
Tensión de control	±15 [V]

Tabla 33. Principales características de IGBTs de respaldo

Las bobinas conectadas a las piernas de carga/descarga, tienen una inductancia de 53.5 [mH], pueden soportar una corriente máxima de 50 [A], y una tensión máxima de 60 [V]. Además su resistencia es despreciable. Estas se muestran en la Figura 141.

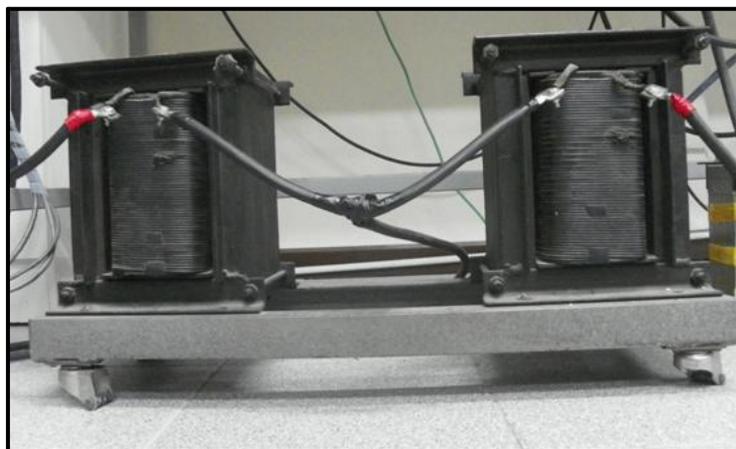


Figura 141. Imagen real de las inductancias que conforman las piernas de carga del prototipo

La bobina conectada a la pierna de disipación soporta una corriente máxima de 100 [A], una tensión de 60 [V], y posee una inductancia de 14.3 [mH]. Al igual que las bobinas de la fase de carga/descarga, la resistencia en su bobinado es despreciable. Esta se muestra en la Figura 142.

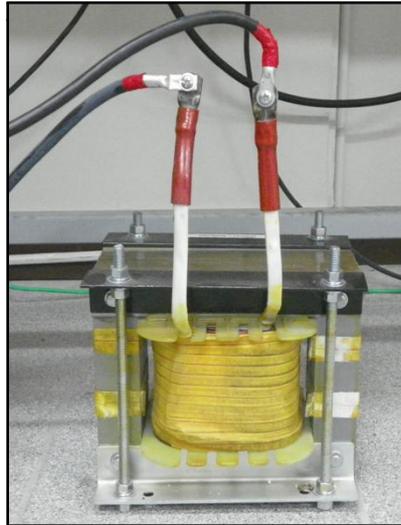


Figura 142. Imagen real de la inductancia presente en la pierna de descarga

Finalmente se tiene que la carga resistiva puede disipar una potencia nominal de 4 [kW], posee una resistencia mínima de 1 [Ω], y una máxima de 10 [Ω] (ver Figura 143). El valor de esta se determina mediante interruptores presentes en dicha resistencia. Cabe destacar, que en el prototipo, el valor de la resistencia fue definido en 1 [Ω].



Figura 143. Imagen real del banco resistivo presente en el prototipo

CARACTERÍSTICAS TRANSDUCTORES UTILIZADOS EN EL SISTEMA EXPERIMENTAL

En la Tabla 34 se presentan las principales características de los sensores de corriente utilizados. En la Figura 144 se presenta su forma física.

Empresa	Digikey
País	EEUU
fabricante	TAMURA
Rango de sensado	0-300 [A]
Tipo señal	Por Tensión
Polarización	+12 a +-15 [V]

Tabla 34. Principales características sensor de corriente utilizado en el prototipo



Figura 144. Forma física sensor corriente

En la Tabla 35 se presentan las principales características de los sensores de tensión utilizados. En la Figura 145 se da a conocer su forma física.

fabricante	LEM
Rango de sensado	10-500 [V]
Tipo señal	Por corriente
Polarización	+12 a +-15 [V]

Tabla 35. Principales características sensor de tensión utilizado en el prototipo



Figura 145. Forma física sensor tensión

Finalmente, En la Tabla 36 se presentan las principales características de los sensores de tensión utilizados. Además, en la Figura 146 se muestra su forma física.

fabricante	INEX
Rango de sensado	-20 °C a 85 °C
Tipo señal	Por tensión
Polarización	5 [V]

Tabla 36. Principales características sensor de temperatura utilizado en el prototipo



Figura 146. Forma física sensor temperatura

CARACTERÍSTICAS PUENTE RECTIFICADOR UTILIZADO EN EL PROTOTIPO

Este elemento, adquirido especialmente para formar parte del sistema, posee las características presentadas en la Tabla 37.

Empresa	Digikey
País	EEUU
fabricante	IXYS
Corriente máxima	190 [A]
Tensión máxima	800 [V]

Tabla 37. Principales características del puente rectificador

FILTROS DIGITALES EN TRANSDUCTORES

Filtro digital en sensores de corriente y tensión

Tanto en los sensores de corriente como de tensión se aplicaron los mismos filtros digitales, esto para establecer ambas magnitudes dentro de la misma banda de frecuencia. Es importante señalar que para la discretización se utilizó la transformada *matched*.

El filtro implementado, correspondió a un pasa-bajo de segundo orden, cuya forma se presenta en la Ecuación 60.

$$H s = \frac{w_0^2}{s^2 + 2\xi w_0 s + w_0^2} \quad \text{Ecuación 60}$$

La frecuencia de corte (w_0) del filtro y el factor de amortiguamiento (ξ), fueron establecidas en 100 [Hz] y 0.7071 respectivamente.

Al determinar la forma digital del filtro, con los requerimientos antes señalados, y utilizando como paso de discretización de 250 microsegundos, se obtuvo la siguiente función de transferencia en tiempo discreto.

$$H z = \frac{0.01104 z + 0.01104}{z^2 - 1.779 z + 0.8008} \quad \text{Ecuación 61}$$

La ecuación de diferencia (determinada a partir de la Ecuación 61), para los sensores de corriente y tensión se muestran en las Ecuación 62 y Ecuación 63 respectivamente.

Ecuación 62

$$I_{filtrada} k = 0.01104I_{medida}(k-2) + 0.01104I_{medida} k-1 - 0.8088I_{filtrada} k-2 + 1.779I_{filtrada} k-1$$

Ecuación 63

$$V_{filtrada} k = 0.01104V_{medida}(k-2) + 0.01104V_{medida} k-1 - 0.8088V_{filtrada} k-2 + 1.779V_{filtrada} k-1$$

Filtro digital en sensores de temperatura

El filtro implementado en estos elementos correspondió a un pasa bajos de primer orden para el cual se utilizó como paso de discretización el mismo utilizado para los filtros de corriente y tensión. La frecuencia de corte, se estableció en 5 [Hz], debido a que la temperatura es una magnitud que no varía de forma rápida. La función de transferencia del filtro está dada por.

$$H z = \frac{0.0078}{z - 0.9922} \quad \text{Ecuación 64}$$

La ecuación de diferencia que se obtiene de la Ecuación 64, se presenta en la Ecuación 65.

Ecuación 65

$$T_{filtrada}(k) = 0.9922T_{filtrada}(k-1) + 0.0078T_{medida}(k-1)$$

ESQUEMATICO PLACA ESPEJO DE CORRIENTE

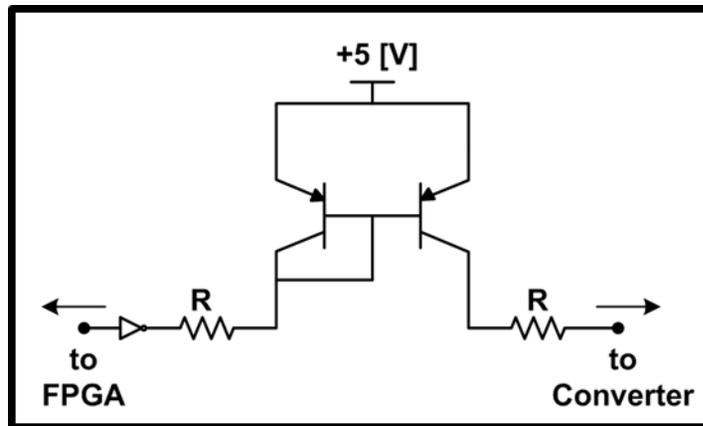


Figura 147. Esquemático espejo de corriente.

ESQUEMATICO PLACA GATE DRIVER

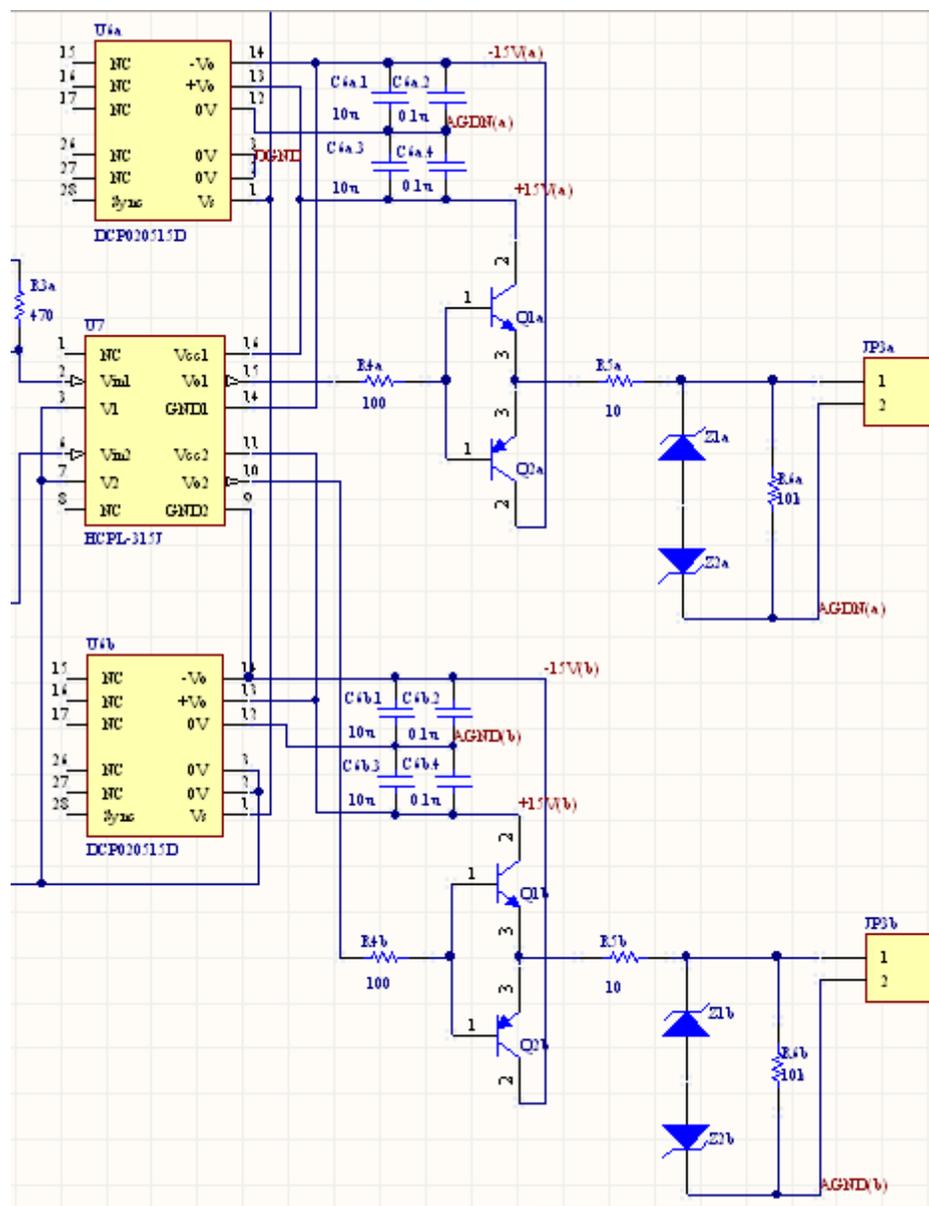


Figura 148. Esquemático gate driver

ANEXO C

En este anexo se darán a conocer las réplicas realizadas mediante algoritmos genéticos para la identificación de parámetros en los modelos de baterías analizados en esta investigación. Para cada uno de los modelos se señala que replica fue utilizada para implementar cada uno de ellos.

Curva SoC v/s Voc

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada una de las réplicas.

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	Fitness mejor individuo	Fitness promedio en la población
1	3.679	-5.004	3.977	17.054	0.0012031	0.0012206
2	3.620	-5.006	4.040	17.035	0.0013897	0.0014607
3	3.728	-5.043	3.969	17.060	0.0011657	0.0011736
4	3.730	-5.148	4.080	17.036	0.0012837	0.0013137
5	3.678	-5.012	3.985	17.053	0.0012118	0.0012170
6	3.727	-5.030	3.955	17.063	0.0011621	0.0011731
7	3.761	-5.141	4.041	17.047	0.0011941	0.0012083
8	3.755	-5.059	3.959	17.064	0.0011570	0.0011575
9	3.781	-5.210	4.091	17.039	0.0012419	0.0017780
10	3.769	-5.264	4.176	17.015	0.0014325	0.0021761

Tabla 38. Resultados AG para optimización de coeficientes de la curva SoC versus Voc

Modelo deThevenin

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada una de las réplicas.

	R_{int}	C_0	R_0	Fitness mejor individuo	Fitness promedio
1	0.019	28747.999	0.013	0.011960	0.011962
2	0.019	28747.995	0.013	0.011960	0.011961
3	0.019	28747.245	0.013	0.011960	0.011961
4	0.019	28747.968	0.013	0.011960	0.011961
5	0.019	28747.960	0.013	0.011960	0.011960
6	0.019	28747.499	0.013	0.011960	0.011964
7	0.019	28747.967	0.013	0.011960	0.011964
8	0.019	28747.745	0.013	0.011960	0.011961
9	0.019	28747.859	0.013	0.011960	0.011962
10	0.019	28747.249	0.013	0.011960	0.011963

Tabla 39. Resultados identificación de parámetros en modelo de Thevenin de capa simple

Modelo de Plett

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada una de las réplicas.

	K_0	R_{int}	K_1	K_2	K_3	K_4	Mejor fitness	Fitness promedio
1	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091364
2	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091366
3	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091363
4	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091364
5	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091369
6	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091362
7	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091366
8	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091364
9	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091368
10	15.33	0.026	0.471	-4.408	-2.249	-0.085	0.0091358	0.0091363

Tabla 40. Resultados identificación de parámetros en modelo de Plett

Modelo de Copetti

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada una de las réplicas.

	C_{10}	P_{1d}	P_{2d}	P_{3d}	P_{4d}	P_{5d}	Mejor fitness	Fitness promedio
1	138.003	49.246	1.089	0.063	2.082	1.986	0.0047030	0.0047030
2	138.006	49.240	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047031
3	138.005	49.248	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030
4	138.004	49.247	1.089	0.063	2.082	1.986	0.0047030	0.0047030
5	138.005	49.240	1.089	0.063	2.082	1.986	0.0047030	0.0047030
6	138.006	49.243	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030
7	138.005	49.247	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030
8	138.005	49.239	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030
9	138.006	49.241	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030
10	137.989	49.239	1.089	0.063	2.083	1.986	0.0047030	0.0047030

Tabla 41. Resultados identificación de parámetros en modelo de Copetti y Chenlo

Modelo Difuso

A continuación se presentan los resultados obtenidos en cada una de las réplicas.

	σ_{10}	σ_{15}	σ_{25}	σ_{32}	Mejor <i>fitness</i>	<i>Fitness</i> promedio
1	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
2	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
3	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
4	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
5	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
6	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
7	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
8	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407
9	2.444	2.031	4.142	6.691	0.0047407	0.0047407
10	2.444	2.031	4.142	6.690	0.0047407	0.0047407

Tabla 42. Resultados identificación de parámetros en modelo difuso propuesto

ANEXO D

En este anexo se presenta la hoja de datos de la batería Trojan T-105 utilizada en esta investigación.



T-105 DATA SHEET for Renewable Energy and Backup Power Applications SIGNATURE LINE

MODEL: T-105 with Bayonet Cap
DIMENSIONS: inches (mm)
BATTERY: Flooded/wet lead-acid battery
COLOR: Maroon (case/cover)
MATERIAL: Polypropylene



PRODUCT SPECIFICATION

BCI GROUP SIZE	TYPE	CAPACITY ¹ Amp-Hours (AH)								ENERGY (kWh)	VOLTAGE	TERMINAL Type**	DIMENSIONS ³ Inches (mm)			WEIGHT lbs. (kg)
		2-Hr Rate	5-Hr Rate	10-Hr Rate	20-Hr Rate	48-Hr Rate	72-Hr Rate	100-Hr Rate	100-Hr Rate				Length	Width	Height ⁴	
SIGNATURE LINE - DEEP-CYCLE FLOODED BATTERIES																
G2	T-105	146	185	207	225	240	245	250	1.50	6 VOLT	5	10-3/8 (264)	7-1/8 (181)	10-7/8 (276)	62 (28)	

CHARGING INSTRUCTIONS

CHARGER VOLTAGE SETTINGS (AT 77°F/25°C)	
	Voltage per cell
Absorption charge	2.35-2.45
Float charge	2.20
Equalize charge	2.58

Do not install or charge batteries in a sealed or non-ventilated compartment. Constant under or overcharging will damage the battery and shorten its life as with any battery.

TERMINAL CONFIGURATIONS

5	LT	L-Terminal
		Terminal Height Inches (mm)
		1-3/4 (43)
		Torque Values in-lb (Nm)
		100 - 120 (11 - 14)
		Through-hole Diameter (mm)
		3/8 (10)